



Trabajo Fin de Grado

Diseño de un array monopulso para la banda ISM de 2.4 GHz

Autor : Pablo Garrido Pérez

Tutor: Jose Luis Vázquez Roy

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecerle a mi tutor, que ha tenido mucha paciencia conmigo, y me ha guiado y ayudado durante este proyecto en todo lo que he necesitado.

A toda la gente que ha pasado por mi lado durante estos años de universidad, cada uno me ha aportado algo distinto, y me quedo con un muy buen recuerdo de todos ellos.

A todos los amigos que me llevo de aquí, que habéis hecho que estos años en la universidad hayan sido una época que no voy a olvidar nunca.

A mi familia, a mi novia, y a mis amigos, porque son ellos los que me hacen feliz.

Muchas gracias a todos.

*Si lloras por haber perdido el sol
las lágrimas no te permitirán ver las estrellas*

Rabindranath Tagore

Índice general

1. Introducción	8
1.1. Objetivos del proyecto	9
1.2. Motivación	11
1.3. Estructura de la memoria	12
2. Parámetros que describen las antenas	14
2.1. Antena	14
2.2. Descripción de una antena	15
2.2.1. Diagrama de radiación	15
2.2.2. Impedancia de entrada	18
2.2.3. Eficiencia de radiación	22
2.2.4. Intensidad de radiación y densidad de potencia radiada	22
2.2.5. Directividad	24
2.2.6. Ganancia	24
2.2.7. Polarización	25
2.2.8. Relación delante/atrás	28
2.2.9. Ancho de banda	28
2.2.10. Parámetros de dispersión o Parámetros S	29
2.3. Antena microstrip o antena de parche	30
2.3.1. Ventajas de las antenas microstrip	31
2.3.2. Inconvenientes de las antenas microstrip	31
2.3.3. Componentes principales de las antenas microstrip	31
2.4. Array de antenas	32

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	3
2.5. Software utilizado para el diseño de arrays: CST Microwave Studio	34
3. Diseño del array de antenas de parche	36
3.1. Diseño de antena de parche cuadrada	36
3.2. Diseño de array de antenas de parche cuadradas	40
3.2.1. Inserción de puertos de guíaonda para la excitación de las antenas	41
3.2.2. Utilización de materiales finales en el diseño	45
3.3. Análisis de los posibles diseños del array para recepción de señales	47
3.3.1. Diseño A	51
3.3.2. Diseño B	51
3.3.3. Diseño C	52
3.3.4. Diseño D	54
3.3.5. Diseño E	54
3.3.6. Resumen de comparación de valores de componentes cruzadas (recepción)	55
3.4. Análisis de los posibles diseños del array para transmisión de señales	57
3.4.1. Diseño E1	59
3.4.2. Diseño E2	59
3.4.3. Resumen de comparación de valores de componentes cruzadas (transmisión)	60
4. Prototipo construido y medidas realizadas	61
5. Corrección de frecuencia central de banda ISM	66
6. Conclusiones y futuras líneas de trabajo	68
7. Presupuesto	70
7.1. Desglose del presupuesto	70
7.1.1. Coste del personal	70
7.2. Coste de equipos	70
7.3. Coste del material de la antena	71
7.4. Coste final	71

Índice de figuras

1.1. Ejemplo de diagramas Δ y Σ de una antena en 3D	10
1.2. Ejemplo de diagramas Δ y Σ de una antena en coordenadas polares en plano XZ	10
1.3. Modelo idealizado del array diseñado	11
2.1. Antena	14
2.2. Coordenadas esféricas	16
2.3. Campos radiados por una antena (ejemplo)	16
2.4. Principales tipos de diagrama de radiación	17
2.5. Parámetros del diagrama de radiación	18
2.6. Coeficiente de reflexión de una antena transmisora	21
2.7. Intensidad de radiación	23
2.8. Polarización elíptica	26
2.9. Polarización lineal horizontal	26
2.10. Polarización lineal(2)	27
2.11. Polarización circular	27
2.12. Polarización circular(2)	28
2.13. Red de dos puertos	29
2.14. Antena microstrip	30
3.1. Diagrama de flujo del proyecto	37
3.2. Puerto discreto de la antena	37
3.3. Apilamiento de las capas de la antena	38
3.4. Vista superior de la antena	38

3.5. Antena de parche cuadrada	39
3.6. Parámetro S_{11} de la antena de parche cuadrada	39
3.7. Ancho de banda del parámetro S_{11}	39
3.8. Array inicial	40
3.9. Array inicial recepción	41
3.10. Cable coaxial de excitación de la antena	41
3.11. Array acotado con medidas	42
3.12. Parámetro S_{11} del primer array optimizado	43
3.13. Parámetro S_{22} del primer array optimizado	43
3.14. Parámetro S_{21} del primer array optimizado	44
3.15. Parámetro S_{31} del primer array optimizado	44
3.16. Parámetro S_{41} del primer array optimizado	44
3.17. Parámetro S_{32} del primer array optimizado	44
3.18. Materiales finales que componen el array	45
3.19. Ejemplo de rotación secuencial (diagrama Σ diseño E)	47
4.1. Vista superior de la antena	61
4.2. Vista inferior de la antena	61
4.3. Vista de perfil de la antena	62
4.4. Comparación de parámetro S_{11} medido vs. simulado	62
4.5. Comparación de parámetro S_{22} medido vs. simulado	63
4.6. Comparación de parámetro S_{55} medido vs. simulado	63
4.7. Comparación de parámetro S_{66} medido vs. simulado	64
4.8. Comparación de parámetro S_{15} medido vs. simulado	64
4.9. Comparación de parámetro S_{21} medido vs. simulado	65
4.10. Comparación de parámetro S_{67} medido vs. simulado	65
5.1. Parámetro S_{11} del array tras reducir el tamaño del parche	67
5.2. Parámetro S_{22} del array tras reducir el tamaño del parche	67
5.3. Parámetro S_{55} del array tras reducir el tamaño del parche	67

Índice de tablas

3.1. Medidas del array inicial de recepción de señales	43
3.2. Medidas del array compuesto por materiales finales	46
3.3. Iluminación de fase para los diagramas Σ de los cinco diseños	48
3.4. Iluminación de fase para los diagramas Δ de los cinco diseños	49
3.5. Componentes de polarización deseada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ (similares para los cinco diseños)	50
3.6. Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño A	51
3.7. Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0$ y $\phi = 90$ para el diseño B	52
3.8. Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0$ y $\phi = 90$ para el diseño C	53
3.9. Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño D	54
3.10. Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño E	55
3.11. Polarización crosspolar (Magnitud del lóbulo principal en dB)	56
3.12. Polarización deseada (Magnitud del lóbulo principal en dB)	56
3.13. Acoplo mutuo entre antenas de cada diseño	57
3.14. Componentes cruzadas en cada modelo	58
3.15. Diseños posibles para transmisión, una vez elegido el diseño E para recepción de señales	58
3.16. Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño E1 (Sólo Σ)	59
3.17. Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño E2 (Sólo Σ)	60
3.18. Polarización crosspolar (Magnitud del lóbulo principal en dB)	60
7.1. Presupuesto del personal	70
7.2. Coste de los equipos utilizados	71
7.3. Coste del material de la antena	71

7.4. Coste final	71
----------------------------	----

Capítulo 1

Introducción

El mundo de las telecomunicaciones ha experimentado un espectacular avance en los últimos años en todos sus campos. Dentro de este extenso mundo, cabe destacar el nacimiento y la imparable evolución de las comunicaciones inalámbricas.

La sociedad actual ha desarrollado una enorme necesidad de comunicación que requiere del acceso constante a información a distancia. Esto ha propiciado la aparición de un gran número de nuevas tecnologías que están en constante evolución, proporcionando mejoras en diversos factores como el tamaño, los costes o la adaptación al entorno.

Desde la primera transmisión inalámbrica, realizada por Guillermo Marconi en 1895, todos los elementos que intervienen en las transmisiones inalámbricas han ido evolucionado. Dentro de las comunicaciones inalámbricas, uno de los elementos fundamentales para su desarrollo y su puesta en funcionamiento son las antenas, ya que son las encargadas del envío y la recepción en la transmisión inalámbrica.

Los sistemas de comunicaciones utilizan antenas para realizar enlaces punto a punto, difundir señales de televisión o radio, o bien transmitir o recibir señales en equipos portátiles. Estas antenas han sido estudiadas durante años con el objetivo de conocer todos sus parámetros, y una vez conocidos estos parámetros, diseñar la antena buscando un compromiso entre todos ellos para conseguir el funcionamiento deseado.

Mediante la modificación de los parámetros de las antenas en su diseño, juntos con un diseño específico en forma y tamaño, surgen los diferentes tipos de antenas que podemos encontrar hoy día, cada una con un funcionamiento y unas características de radiación distintas.

En este proyecto se profundiza sobre las antenas de parche o antenas microstrip por un lado, y sobre las características y funcionalidades que aportan los arrays de estas antenas, en lugar de utilizar un único elemento.

En el siguiente apartado 1.1 vienen claramente definidos los objetivos buscados en este proyecto, así como

un resumen de los principales métodos y procesos seguidos para la consecución de estos objetivos.

1.1. Objetivos del proyecto

El objetivo de este proyecto es diseñar una antena planar de bajo perfil centrada en la banda ISM de 2.4 GHz, con una buena adaptación de impedancias en la banda de trabajo, polarización lineal vertical y con polarización cruzada mínima en los planos principales de la antena.

Éstas serán las especificaciones del array diseñado:

- Banda ISM 2.4 (4 % ancho de banda relativo).
- Numero de salidas del array: 4.
- Numero de salidas de la red de combinación futura : 2 (Suma Σ y Diferencia Δ).
- Polarizacion: lineal.
- Antenas de parche cuadradas.
- Sustratos de bajo coste: fibra de vidrio (FR4).
- Conectores: Coaxiales de tipo SMA.

El array diseñado es lineal e inicialmente con una sola polarización y, debido a que buscamos maximizar la directividad de la antena y por razones de construcción, estará formado por cuatro elementos. Las razones de construcción que limitan el número de elementos atienden a que éste es el tamaño máximo de la placa que se puede construir en la oficina técnica de la UC3M en un único sustrato mediante la técnica de fotograbado o fresado.

Se pretende disponer de salidas que permitan componer un diagrama monopulso en recepción. A lo largo del diseño, y durante las simulaciones no se diseñarán las redes de conformación de haz (beamforming) y en todo momento se considerarán las combinaciones de señales como ideales.

Se considerarán los diagramas Diferencia Δ y el diagrama Suma Σ para el análisis de estos posibles diseños. El diagrama Δ se utiliza con el diagrama Σ para conseguir una señal "monopulso" que permite determinar en recepción la "corrección monopulso", que es la diferencia angular entre el eje de la antena y el ángulo medido con respecto al eje por el cual esta entrando el frente de ondas. Es decir, el diagrama Δ permite conseguir la función monopulso para estimar el ángulo de llegada dentro de la anchura del haz principal (diagrama Σ). Por tanto, nuestra antena va a dar lugar a dos diagramas de radiación (dos conectores de salida) cuando se utilice junto con las redes de formación de haz adecuadas, como se puede

ver en el ejemplo de la figura 1.1 en 3D, y en la figura 1.2 en coordenadas polares en el plano XZ. Se puede encontrar una explicación más ampliada acerca de la función monopulso en [12].

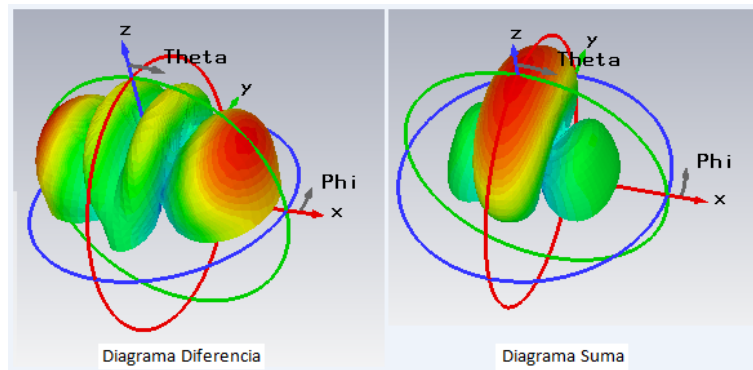


Figura 1.1: Ejemplo de diagramas Δ y Σ de una antena en 3D

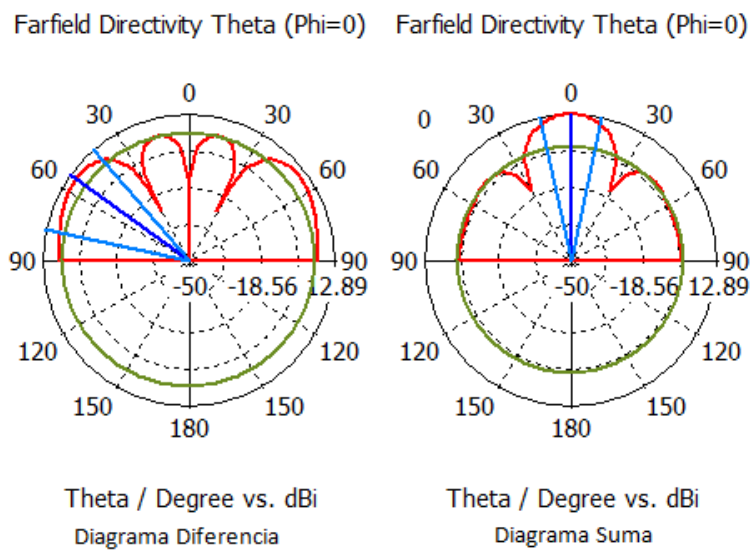


Figura 1.2: Ejemplo de diagramas Δ y Σ de una antena en coordenadas polares en plano XZ

Una vez elegido el diseño inicial del array, analizaremos diversas posibilidades en cuanto a la colocación de las sondas y a la fase con las que las alimentaremos, buscando obtener el diseño que nos proporcione una mínima polarización cruzada, es decir, aquel en el que las componentes no deseadas en cada plano principal nos generen un menor residuo. Ésta técnica que utilizaremos se denomina rotación secuencial.

Aunque no era lo inicialmente previsto, se optó por extender el diseño, ampliando al caso de dos polarizaciones, pensando también en la posibilidad de transmitir con esta misma antena en la otra polarización tal y como se explica en el apartado 3.4.

Uno de los objetivos secundarios del proyecto será que la antena funcione correctamente con el tamaño final más pequeño posible.

La figura 1.3 representa un modelo idealizado del tipo de antena que vamos a diseñar. Se observan los parches, el sustrato y los distintos puertos de acceso a la antena.

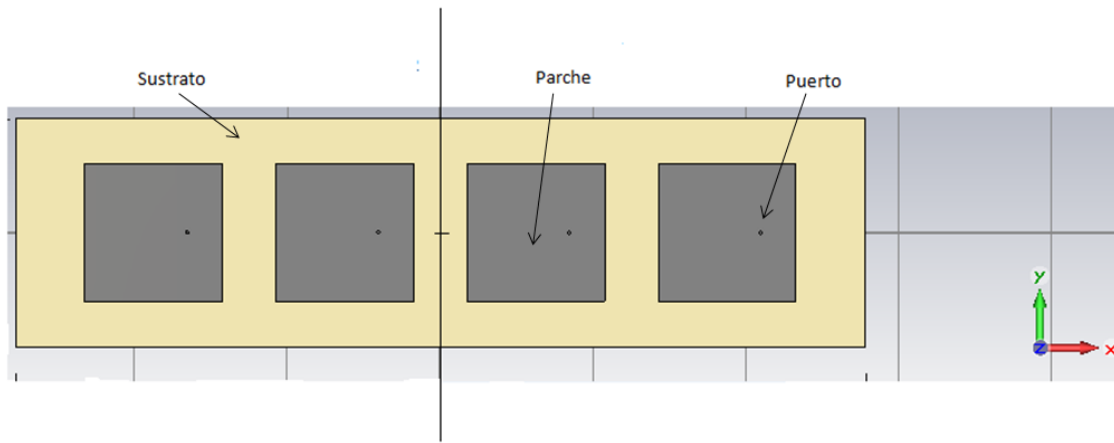


Figura 1.3: Modelo idealizado del array diseñado

1.2. Motivación

La motivación principal de este Trabajo Fin de Grado es la gran utilidad que ofrecen este tipo de arrays de antenas, pudiéndose aplicar este diseño posteriormente para otros proyectos, como el mencionado en [4], un proyecto pedagógico de acceso libre disposición, que consiste en la construcción de un radar en el cuál se utiliza una antena casera poco eficiente, y que puede servir como una de las posibles líneas de futuro para la continuación de este proyecto. La antena diseñada en este Trabajo Fin de Grado también puede llegar a ser útil en otras aplicaciones como la localización en redes inalámbricas, mediante la detección por ángulo de llegada. Todo esto combinado con el bajo coste de la construcción de estos arrays, y que su diseño no es de una dificultad demasiado elevada.

La utilización de agrupaciones de antenas de parche (arrays) en lugar de la utilización de una única antena de parche se debe al elevado nivel de ganancia que requiere un radar o un dispositivo semejante para su correcto funcionamiento. Cuanto mayor sea la antena (en λ s), es más directiva y tiene una menor anchura de haz. Que sea más directiva implica recibir más potencia, mientras que una menor anchura de haz de la antena implica que la resolución en acimut es mayor.

Las principales razones que nos llevan a elegir las antenas de parche como el tipo de antena más adecuado para el diseño son:

- El bajo coste de fabricación de las antenas de parche.
- El proceso de fabricación de las antenas es sencillo, tanto el diseño como la construcción no requieren mucho tiempo, ni son de una dificultad muy elevada.
- Es sencillo integrarlas distintos elementos móviles o estáticos.
- El diagrama Δ permite conseguir la función monopulso para estimar el ángulo de llegada dentro de la anchura del haz principal (diagrama Σ).

1.3. Estructura de la memoria

La memoria de este Trabajo Fin de Grado se divide en 7 capítulos, a lo largo de los cuáles se explica tanto el proceso del diseño y construcción de la antena en detalle, como los conocimientos teóricos generales necesarios para poder comprender el comportamiento del array diseñado y el funcionamiento que esperamos de él.

El capítulo 2 explica la definición de antena, así como explica también algunos de sus parámetros más importantes y los utilizados a lo largo de este trabajo. Además, el capítulo 2 aporta un conocimiento teórico básico sobre las antenas microstrip y las agrupaciones de antenas (arrays), ambos conceptos de gran importancia a lo largo de todo el trabajo. Por último, describe a grandes rasgos el programa utilizado para el diseño de el array de antenas (CST Microwave Studio). En [10] se detalla el programa.

El capítulo 3 describe todo el proceso llevado a cabo para el diseño del array final, con la explicación de todas las fases por las que es necesario pasar a lo largo del diseño, y separando el diseño de los puertos en los que vamos a utilizar la función monopolso para la detección del ángulo de llegada, y el diseño de los puertos que utilizaremos para transmitir. En la parte del diseño de puertos que utilizan la función monopolso se plantearán cinco posibles diseños, entre los cuáles elijiremos el que mejores prestaciones nos aporte, mientras que en la parte del diseño de los puertos que vamos a utilizar para transmitir tendremos que elegir entre dos diseños posibles.

El capítulo 4 incluye los detalles del prototipo final construido. Una vez finalizado el diseño por completo, y comprobado que es el que mejores prestaciones nos aporta, el diseño es enviado a la oficina técnica de la UC3M, dónde la antena es construida. Este capítulo también describe una comparación entre los valores obtenidos en las simulaciones en el programa CST del array final elegido y entre los valores obtenidos al realizar las pruebas con la antena ya construida en el laboratorio. Mediante el programa MATLAB [11], se han elaborado gráficas que permiten la comparación entre el diseño simulado y la antena construida de los parámetros S principales del array.

El capítulo 5 describe el problema surgido con la elección de la frecuencia para la cuál se han centrado las simulaciones realizadas en este Trabajo Fin de Grado, valor que se tomó en 2.4 GHz en lugar de los 2.45 GHz que corresponden a la frecuencia central de la banda ISM. En este capítulo se propone una solución para este problema.

El capítulo 6 explica las conclusiones finales obtenidas tras la finalización del proyecto, como comentarios generales del trabajo o los detalles técnicos más relevantes del mismo, en definitiva, las conclusiones prácticas sobre el trabajo. En este capítulo también se incluyen las futuras líneas de trabajo, es decir, las posibles aplicaciones en las que podría ser útil el array diseñado, o los proyectos que podrían utilizar este diseño como base para comenzarlos.

Finalmente, en el capítulo 7 se desglosa el presupuesto del proyecto. En el se incluyen los gastos del personal, referentes al tutor del proyecto, Jose Luis Vázquez Roy, y al ingeniero junior que ha desarrollado el proyecto, Pablo Garrido Pérez. También se incluyen los gastos de todo el equipo utilizado en el proyecto y del material utilizado para la construcción de la antena, así como los costes de la oficina técnica para llevar a cabo la construcción de la antena.

Capítulo 2

Parámetros que describen las antenas

2.1. Antena

Una antena es un dispositivo generalmente metálico, especialmente diseñado para radiar y recibir ondas de radio, que adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio. Una antena transmisora adapta las ondas guiadas que se transmiten por conductores o guías a las ondas que se propagan en el espacio libre. Una antena receptora realiza la función inversa.



Figura 2.1: Antena

Para clasificar las antenas en función de su tamaño, hay que tener en cuenta la longitud de onda de la señal transmitida o recibida (λ). Si la velocidad de propagación es constante, la longitud de onda λ es inversamente proporcional a la frecuencia f , y viene descrita por la siguiente ecuación (para una onda electromagnética que se propague en el aire o en el vacío):

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.1)$$

- c es la velocidad de la luz y de otras ondas electromagnéticas en el vacío ($3 \cdot 10^8$ m/s)
- f es la frecuencia de trabajo del dispositivo.

Como se menciona en [6], en función de las dimensiones de la antena en relación a la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida, podemos clasificar las antenas en tres grupos:

- Antenas elementales: Si el tamaño de la antena es mucho menor que la longitud de onda.
- Antenas resonantes: Si el tamaño de la antena es del orden de la longitud de onda.
- Antenas de apertura: Si el tamaño de la antena es mucho mayor que la longitud de onda.

2.2. Descripción de una antena

Las antenas se caracterizan por una serie de parámetros que son los siguientes:

2.2.1. Diagrama de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las diferentes direcciones del espacio. El diagrama de radiación cobra relevancia en la zona de campo lejano, es decir, en la zona donde la forma del diagrama es invariante en función de la distancia.

Como se explica en [8], habitualmente se utiliza un sistema de coordenadas esférico. Las tres variables de un sistema esférico son r , θ y ϕ , que se muestran en la figura 2.2. En un sistema coordinado esférico las superficies con r constante son esferas, con θ constante son conos, mientras que con ϕ constante son semiplanos. La intersección de las tres superficies determina la orientación de los tres vectores unitarios, que son perpendiculares a las superficies respectivas, y corresponde a un punto.

La figura 2.2 muestra las componentes principales para la representación de un punto en el espacio mediante coordenadas esféricas, que tendrán un gran protagonismo en este proyecto, ya que la mayoría de las representaciones seguirán este sistema de coordenadas.

En los diagramas de radiación se puede representar el campo eléctrico, magnético o la densidad de potencia radiada. Dado que los campos son magnitudes vectoriales se pueden representar el módulo o la fase de sus componentes. Las formas de representación pueden ser tridimensionales o bidimensionales, en escalas lineal o logarítmica.

La figura 2.3 muestra un ejemplo de una representación tridimensional de los campos radiados por una antena:

En este caso, la antena presenta un diagrama de radiación omnidireccional, y mediante la forma del diagrama y con ayuda de la escala situada en la parte superior izquierda de la figura, que nos indica el nivel de ganancia (parámetro mas adelante descrito, que da idea de la potencia electromagnética radiada en cada dirección, en dB) de la radiación en cada punto, podemos advertir que la antena no radia en todo su eje, y por otro lado, los puntos en los que la radiación es mayor (de ganancia 0 dB, de color rojo en la figura).

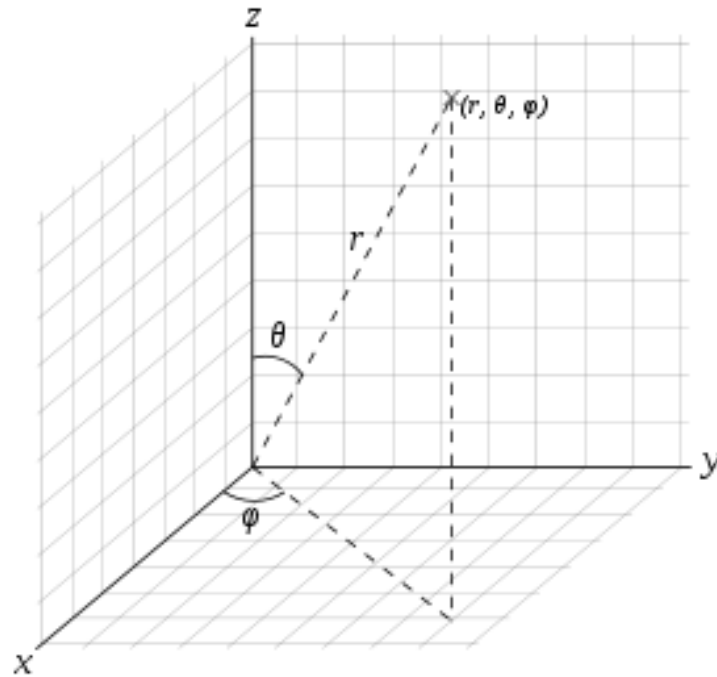


Figura 2.2: Coordenadas esféricas

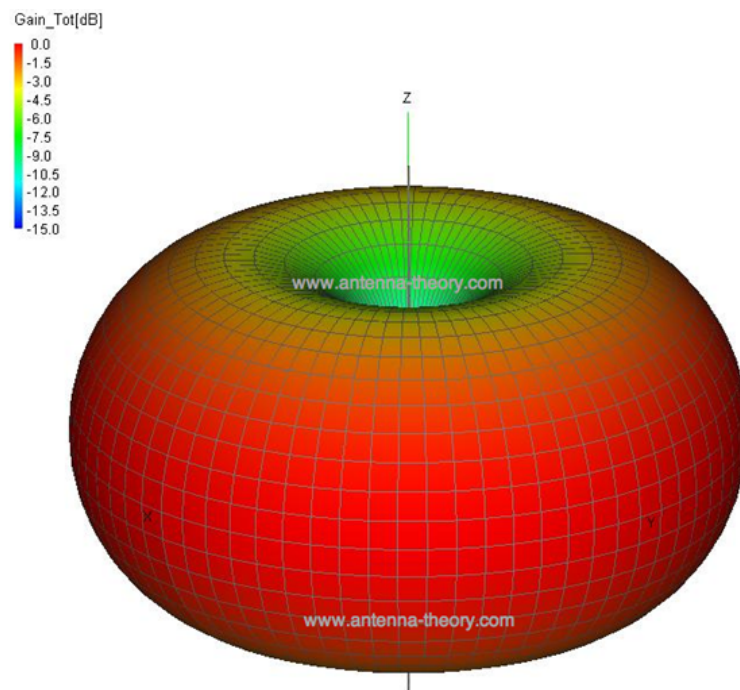


Figura 2.3: Campos radiados por una antena (ejemplo)

Principales tipos de diagrama de radiación

En la figura 2.4 se observan las principales formas que puede tener el diagrama de radiación de una antena.



Figura 2.4: Principales tipos de diagrama de radiación

Se puede definir el diagrama de radiación para el campo absoluto o para dos de sus componentes (polarizaciones). En este proyecto se va a usar una base de dos polarizaciones lineales, pero en otro caso también se podría usar una de dos polarizaciones circulares, por ejemplo. Dentro de los diagramas de radiación de este proyecto podemos definir el diagrama copolar, aquel que representa la radiación de la antena con la polaridad deseada, y contrapolar al diagrama de radiación, con polaridad contraria a la que ya tiene.

En un diagrama de radiación se puede identificar lo siguiente:

- Dirección de apuntamiento: Es la de dirección de máxima radiación de la antena.
- Lóbulo Principal: Es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación.
- Lóbulo secundario: Son el resto de máximos relativos, de valor inferior al principal.
- Ancho de haz a mitad de potencia (o Ancho de haz a 3 dB) ($\Delta\theta_{-3dB}$): Es el margen angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma un valor de 3 dB por debajo del máximo. Es decir, la dirección en la que la potencia radiada se reduce a la mitad.
- Ancho de haz entre ceros ($\Delta\theta_Z$): separación angular en las direcciones del espacio en las cuales el lóbulo principal toma un valor nulo.
- Relación de lóbulo principal a secundario, Side Lobe Level (SLL): Es el cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario.
- Relación delante-atrás (FBR): Es el cociente en dB entre el valor de máxima radiación y el de la misma dirección y sentido opuesto.

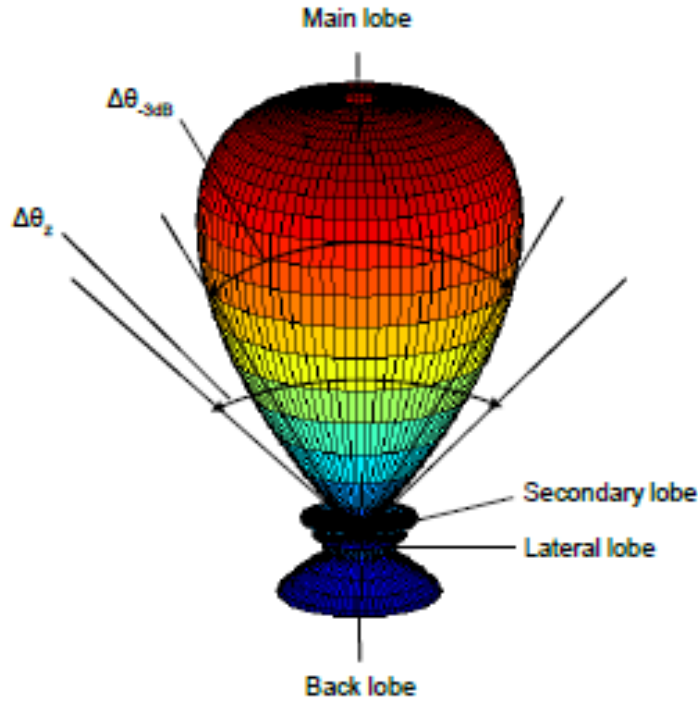


Figura 2.5: Parámetros del diagrama de radiación

2.2.2. Impedancia de entrada

Una antena es un dispositivo de un puerto y, por tanto, presenta una impedancia de entrada, que es la relación entre la tensión y la corriente del puerto de entrada:

$$Z = \frac{V}{I} \quad (2.2)$$

Esta impedancia es un número complejo. Como se explica en [2], la parte real de la impedancia se denomina Resistencia de Antena ($R(\omega)$) y la parte imaginaria es la Reactancia ($X(\omega)$), y ambas dependen de la frecuencia. La resistencia de antena ($R(\omega)$) es la suma de la resistencia de radiación ($R_A(\omega)$) y la resistencia de pérdidas $R_\Omega(\omega)$.

$$Z_A = R(\omega) + jX(\omega) \quad (2.3)$$

$$Z_A = R_A(\omega) + R_\Omega(\omega) + jX(\omega) \quad (2.4)$$

Resistencia de radiación

$R_r(\omega)$: Resistencia de radiación. Representa la potencia o energía que la antena radia hacia el espacio libre. Se define $R_r(\omega)$ como el valor de la resistencia que disiparía la misma potencia que la radiada por

la antena.

$$P_r = \frac{1}{2} I^2 R_r \quad (2.5)$$

Resistencia de pérdidas

$R_\Omega(\omega)$: Resistencia de pérdidas. Representa las pérdidas que se producen en la antena, en los conductores y/o dieléctricos. En la mayoría de antenas $R_\Omega(\omega)$ es mucho menor que R_r . Sin embargo, $R_\Omega(\omega)$ es significativa en antenas eléctricamente pequeñas, donde las dimensiones son mucho más pequeñas que una longitud de onda.

$$P_\Omega = \frac{1}{2} I^2 R_\Omega \quad (2.6)$$

La potencia entregada a la antena será la suma de las dos anteriores:

$$P_A = P_r + P_\Omega = \frac{1}{2} I^2 (R_r + R_\Omega) \quad (2.7)$$

La parte real de la impedancia de entrada R_r representa la densidad de potencia activa que la antena radia en zonas del espacio alejadas de ésta (campo lejano). En este sentido R_Ω representa la parte de potencia disipada en forma de calor. La parte imaginaria de la impedancia de entrada X_A representa la densidad de potencia reactiva que se encuentra almacenada en zonas alrededor de la antena (campo cercano).

La impedancia de entrada es un parámetro de gran importancia ya que condiciona el valor de tensión que debe suministrar el generador para obtener una corriente determinada en la antena y, en consecuencia, una potencia radiada concreta:

- Si X_A aumenta, implica el aumento de la tensión del generador para obtener una corriente apreciable.
- Si R_r disminuye, la corriente tiene que ser muy grande para obtener una potencia radiada apreciable.

Los valores elevados de corriente producen pérdidas óhmicas importantes, y los valores elevados de tensión pueden producir fugas y descargas entre diversas partes de la antena. En definitiva y de forma general, interesan valores de R_r más grandes que R_Ω y valores bajos de X_A .

Se dice que la antena es resonante a una frecuencia f_0 si la parte imaginaria de la impedancia de entrada en f_0 es cero. Una antena presenta generalmente muchas resonancias, que denominamos modos.

Adaptación de la antena

El aspecto que normalmente más interesa en relación a la impedancia de entrada, es que la antena esté adaptada al generador. De esta manera, la potencia transmitida hacia el generador pasa a la antena y ésta se radia al espacio. Si la antena no está adaptada, parte de la potencia incidente que procede del generador se reflejará hacia el mismo. Esto podría dañar las etapas de amplificación del generador si las potencias de transmisión fuesen elevadas. Podemos encontrar una explicación más amplia de este aspecto en [2].

Para que la antena radie el máximo de potencia con las mínimas pérdidas posibles, ambos, transmisor y antena, deben adaptarse para una transferencia de potencia máxima:

$$R_r + R_\Omega = R_g \quad (2.8)$$

$$X_A = -X_g \quad (2.9)$$

En este caso, de toda la potencia suministrada por el generador, la mitad se disipa en la resistencia del generador y la otra mitad se entrega en la antena.

Para medir la adaptación de la antena transmisora surgen nuevos parámetros que a continuación introduzco. El concepto de adaptación en recepción es análogo al descrito para la transmisión.

Relación de Onda Estacionaria(ROE)

Cuando una línea de transmisión lleva potencia a una antena que no la radia completamente, la línea devuelve potencia a la fuente emisora. Esta potencia devuelta se llama componente reflejada, que fluye en sentido contrario a la componente directa, y como hay dos ondas que fluyen en sentido contrario, éstas producen ondas estacionarias en la línea de transmisión.

Para medir este fenómeno se define la Relación de Onda Estacionaria (ROE) ó Standing Wave Ratio (SWR), que es el cociente entre los valores de tensión máximo y mínimo de la onda estacionaria.

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (2.10)$$

La relación entre estas amplitudes se define a través del coeficiente de reflexión ρ :

$$\rho = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.11)$$

Ya que es necesario tener en cuenta la diferencia de fase entre las ondas incidente y reflejada (V_i y V_r), el coeficiente de reflexión ρ es un número complejo. Para simplificar algunos cálculos en los que no es necesaria la diferencia de fase, se utiliza el módulo:

$$|\rho| = \frac{|V_r|}{|V_i|} \quad (2.12)$$

Con esto, podemos definir V_{max} y V_{min} en función de ρ :

$$V_{max} = (1 + |\rho|)V_i \quad (2.13)$$

$$V_{min} = (1 - |\rho|)V_i \quad (2.14)$$

Y también, definir la ROE como:

$$ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.15)$$

El coeficiente de reflexión también se puede definir a partir de las impedancias:

$$ROE = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.16)$$

Donde Z_L es la impedancia de antena y Z_0 la impedancia de referencia.

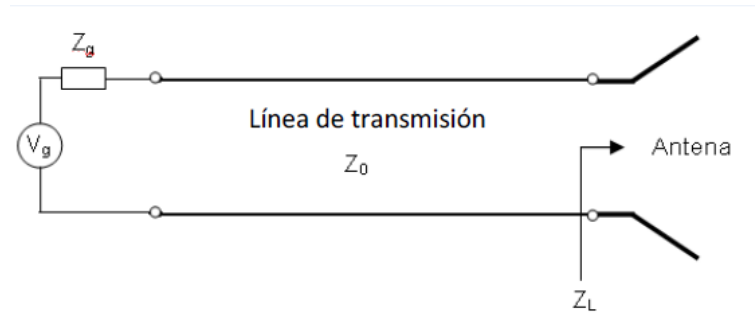


Figura 2.6: Coeficiente de reflexión de una antena transmisora

La ROE mide la desadaptación entre la antena (carga) y la línea, es decir, mide la reflexión que se produce por falta de adaptación, estableciendo una relación sobre la potencia que se transmite finalmente a la antena. Si el coeficiente de reflexión $\rho=0$, la SWR es 1 y, por tanto, la antena está perfectamente adaptada.

Estos son los intervalos de algunos de estos dos valores y los valores extremos que pueden tomar:

- Coeficiente de onda estacionaria: $ROE \in [1, \infty)$

- Coeficiente de reflexión: $\rho \in [-1,1]$
- Adaptación perfecta: $\rho = 0$; ROE = 1
- Desadaptación total: $|\rho| = 1$; ROE = ∞

En nuestro array diseñado, pretendemos que el nivel de adaptación $|\rho|$ se encuentre por debajo de -10 dB en todos los puertos de la antena dentro de la banda de trabajo.

2.2.3. Eficiencia de radiación

La eficiencia de radiación se define como la relación entre la potencia radiada por la antena (P_{rad}) y la potencia de entrada de la antena (P_{in}):

$$\eta_r = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.17)$$

Como se ha visto anteriormente, la impedancia de entrada tenía una parte real y otra imaginaria. La parte real estaba formada por la suma de la resistencia de radiación (R_r), en la que se disipa la potencia en el espacio (potencia radiada), y la resistencia de pérdidas (R_Ω), que tiene en cuenta la potencia que se disipa en forma de calor a causa de pérdidas en el material, ya sea en el conductor o en el dieléctrico que forma la antena. Por tanto, también podemos definir la eficiencia de radiación a través de estos parámetros:

$$\eta_r = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_\Omega} = \frac{I^2 R_r}{I^2 (R_r + R_\Omega)} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2.18)$$

Donde P_Ω es la potencia disipada a causa de pérdidas en la antena, pérdidas en el dieléctrico o en el conductor, y P_{rad} es la corriente en los terminales de la antena.

La eficiencia de radiación suele expresarse en tanto por ciento, y al ser una relación entre la potencia radiada y la entregada, interesa que sea lo más próxima posible al 100 %, es decir que toda la potencia que se entregue a la antena sea radiada.

2.2.4. Intensidad de radiación y densidad de potencia radiada

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. Las unidades son vatios por estereoradián. Dicho parámetro, que cómo es obvio se define en transmisión, es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena emisora, por tanto, se define en condiciones de campo lejano.

Analizando la figura 2.7:

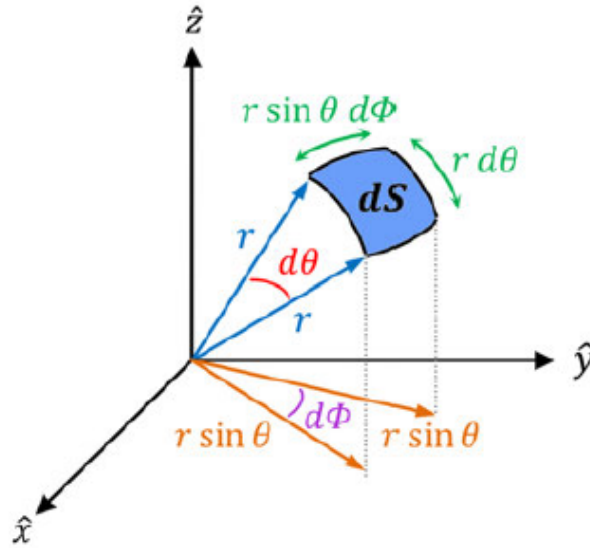


Figura 2.7: Intensidad de radiación

$$d\vec{S} = (r \sin \theta)(r d\theta) = r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.19)$$

Por otro lado:

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.20)$$

Por tanto, la intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ se define como:

$$U(\theta, \phi) = \frac{|S(r, \theta, \phi)| dS}{d\Omega} = r^2 |S(r, \theta, \phi)| \quad (2.21)$$

Donde $S(r, \theta, \phi)$ es el vector de Poynting, que representa la densidad de flujo de energía electromagnética (tasa de transferencia de energía por unidad de área, en W/m^2) y se define como:

$$\vec{S} = \frac{1}{2}(\vec{E} \times \vec{H}) \quad (2.22)$$

En cuanto a la densidad de potencia radiada, ésta se define como la potencia por unidad de superficie en una determinada dirección y las unidades son vatios por metro cuadrado. Se obtendrá como el módulo del vector de Poynting, por lo que dependerá de los componentes de la onda electromagnética radiada, que son la intensidad de campo eléctrico $\vec{E}[V/m]$ y la intensidad de campo magnético $\vec{H}[A/m]$:

$$\vec{P}(\theta, \phi) = \frac{1}{2}(\text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*)) \quad (2.23)$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una esfera que encierre a la antena:

$$P_r = \int \int \vec{P}(\theta, \phi) d\vec{S} \quad (2.24)$$

Donde $d\vec{S} = r^2 \sin \theta d\theta d\phi$

2.2.5. Directividad

Según se define en [3], la directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación de una antena en una dirección dada, y la intensidad de radiación de una antena isotrópica, a igualdad de potencia total radiada.

$$D = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.25)$$

La antena utilizada como referencia para el cálculo de la directividad es la antena isotrópica, que radia la misma potencia en todas las direcciones, y por tanto tiene una directividad $D=1$. Una antena con una directividad superior radia más potencia en la dirección del máximo, y por el contrario, en otras direcciones radiara menos. Esto le puede permitir también apuntar en una determinada dirección para recibir la señal y no recibir otras direcciones.

Habitualmente no se especifica la dirección de la radiación de la antena para calcular la directividad, ya que se suele dar por hecho que se utiliza la dirección de máxima radiación para el cálculo:

$$D = \frac{U_{max}(\theta, \phi)}{U_{iso}} \quad (2.26)$$

2.2.6. Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, a igualdad de distancias y potencias entregadas a la antena.

$$D = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.27)$$

En la definición de directividad se habla de potencia radiada por la antena, mientras que en la definición de ganancia se habla de potencia entregada a la antena. Es decir, la diferencia entre directividad y ganancia se encuentra en que la ganancia pone de manifiesto el hecho de que una antena real no radia toda la potencia que se le suministra, si no que parte de ésta se disipa en forma de calor (R_Ω).

Por tanto, la relación entre la ganancia y la directividad es la eficiencia η :

$$G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi)\eta \quad (2.28)$$

Si una antena no tiene pérdidas óhmicas, la directividad y la ganancia son iguales.

2.2.7. Polarización

La polarización viene definida por la trayectoria que describe el vector de campo eléctrico (o magnético) cuando se observa en el sentido de propagación de la onda (la onda se aleja del observador). En cada punto del espacio existe un vector de campo eléctrico $\vec{E}(r, t)$, función de la posición y el tiempo. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, con el paso del tiempo, por el extremo del vector de campo eléctrico en un punto del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Podemos encontrar una explicación más extensa y detallada de la polarización en [7].

La polarización generalmente se define en la dirección en la que la antena radia el máximo de potencia, ya que los enlaces se diseñan para que sean eficientes en la dirección de máxima radiación. La polarización de la onda radiada varía con la dirección respecto al centro de la antena, por lo que diferentes partes del diagrama de radiación pueden tener diferentes polarizaciones.

A continuación se definen los distintos casos de polarización.

Polarización elíptica

La polarización suele ser clasificada en tres tipos, lineal, circular y elíptica. Aunque la polarización lineal y circular son casos particulares de la polarización elíptica. Una elipse de excentricidad infinita es una línea y una elipse de excentricidad nula es una circunferencia. La medida de la polarización se debe realizar en la zona lejana de la antena de tal forma que una variación en la distancia a la misma no cambie la polarización obtenida.

En la polarización elíptica, los vectores de campo eléctrico tienen amplitudes desiguales y una diferencia de fase de 90° .

El sentido de giro de campo eléctrico es hacia la derecha (dextrógira) cuando al alejarse la onda del observador, el campo eléctrico rota en el sentido de las agujas del reloj, y hacia la izquierda (levógira) si el sentido es contrario. Un parámetro importante a la hora de determinar el tipo de polarización de una antena es la Relación Axial (AR), que se define como la relación entre los ejes mayor y menor de la elipse de polarización:

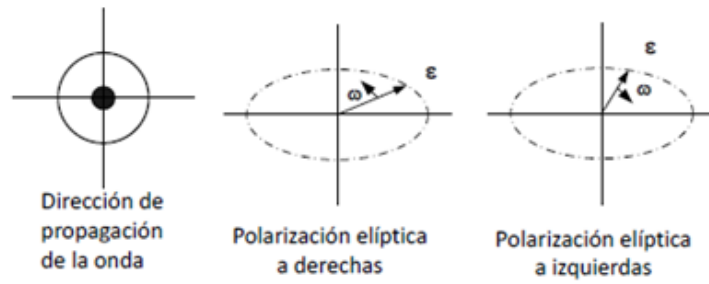


Figura 2.8: Polarización elíptica

$$AR = \frac{M}{N} \quad (2.29)$$

- Si $AR = \infty$, entonces se considera polarización lineal.
- Si $AR = 1$, entonces se considera polarización circular.

Polarización lineal

Se considera polarización lineal de un campo si el vector que describe el campo eléctrico en un punto del espacio como una función del tiempo está siempre dirigido a lo largo de una línea la cuál es normal a la dirección de propagación.

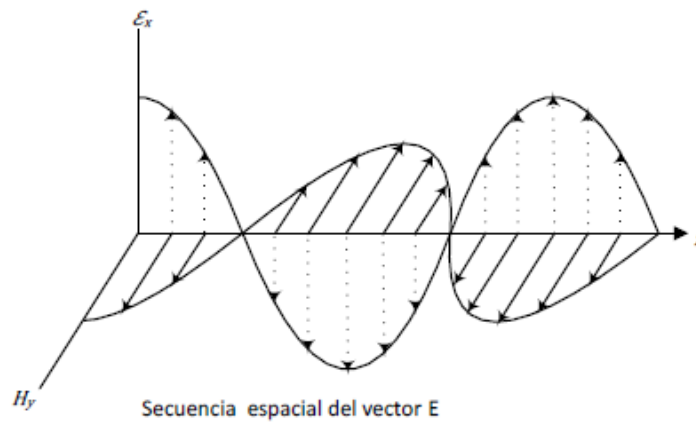


Figura 2.9: Polarización lineal horizontal

En la figura 2.9 se representa una onda plana formada por los campos eléctricos (\rightarrow) y por los campos magnéticos (flechas punteadas), ambos perpendiculares al sentido de propagación (z). La figura 2.10 muestra cómo varía el campo eléctrico según el tipo de polarización lineal del que se trate. Por tanto, según lo que nos muestra la figura 2.10, podemos comprobar que el ejemplo de la figura 2.9 era un caso de polarización lineal horizontal, ya que el campo eléctrico varía de un lado a otro en el plano horizontal.

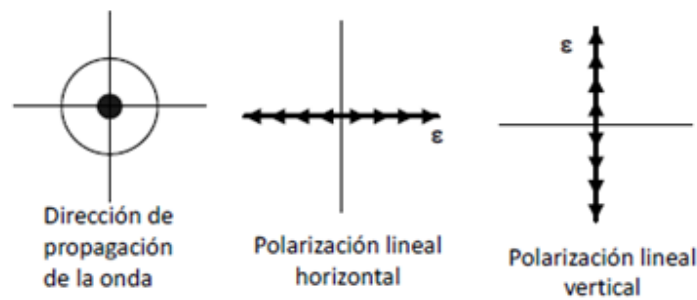


Figura 2.10: Polarización lineal(2)

Polarización circular

En el caso de la polarización circular, el vector que describe el campo eléctrico describe una trayectoria circular. Los componentes del campo eléctrico tienen la misma amplitud y están desfasadas 90° .

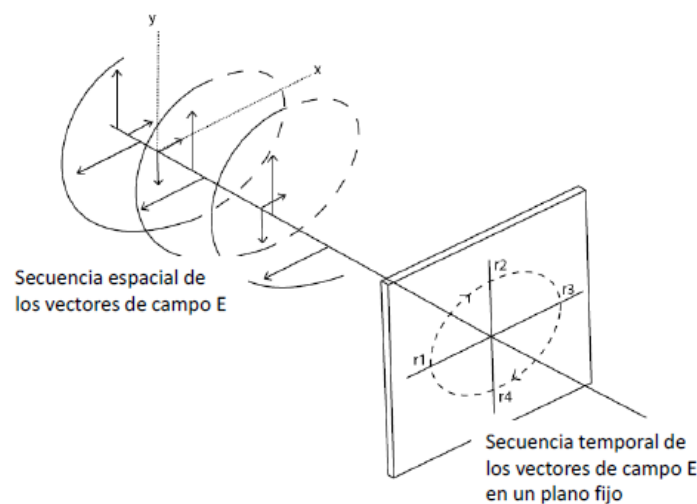


Figura 2.11: Polarización circular

Como en el caso de la polarización lineal, en el plano ortogonal al sentido de propagación se observa de una forma clara la trayectoria que describe el vector de campo eléctrico con el transcurso del tiempo. Ésto se muestra en la figura 2.11.

En la figura 2.12 se muestran los distintos sentidos de giro en la polarización circular. El sentido de giro de campo eléctrico es hacia la derecha (dextrógira) cuando al alejarse la onda del observador, el campo eléctrico rota en el sentido de las agujas del reloj, y hacia la izquierda (levógira) si el sentido es contrario.

Polarización cruzada

Al diseñar la polarización de una antena, siempre hay una componente no deseada que deteriora la polarización, denominada polarización cruzada o contrapolar (crosspolar). Se llama diagrama copolar al

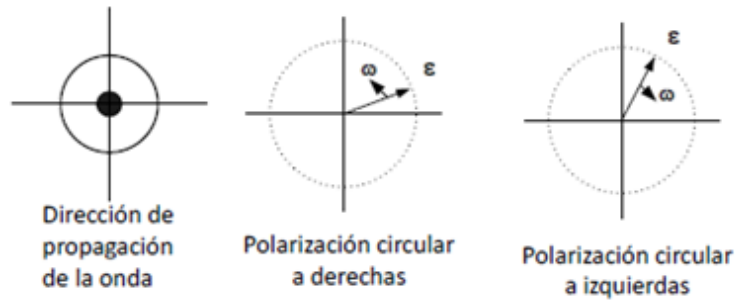


Figura 2.12: Polarización circular(2)

diagrama de radiación con la polarización deseada y diagrama contrapolar (crosspolar) al diagrama de radiación con la polarización contraria. Se profundizará en este aspecto de la polarización a lo largo de este proyecto, ya que uno de los objetivos del trabajo es conseguir que la polarización cruzada de la antena que se diseñe sea lo menor posible en los planos en los que funciona el array.

2.2.8. Relación delante/atrás

Este parámetro se define como la relación existente entre la máxima potencia radiada en una dirección geométrica y la potencia radiada en la dirección opuesta a esta. Cuando esta relación es reflejada en un gráfico con escala en dB, el ratio F/B (Front/Back) es la diferencia en dB entre el nivel de la máxima radiación y el nivel de radiación a 180 grados. Este parámetro es especialmente útil cuando la interferencia hacia atrás es crítica en la elección de la antena a utilizar. Esta relación se puede ver también desde otro punto de vista, indicando lo buena que es la antena en el rechazo de las señales provenientes de la parte trasera.

2.2.9. Ancho de banda

El ancho de banda de una antena describe la gama de frecuencias sobre los que la antena correctamente puede radiar o recibir energía. Con una frecuencia de trabajo determinada, el ancho de banda deseado es uno de los parámetros que determinan para decidir sobre una antena. El ancho de banda puede ser considerado como el rango de frecuencias a ambos lados de una frecuencia central, donde los parámetros o características de la antena están dentro de un valor aceptable. Para antenas de banda estrecha, se utiliza normalmente el ancho de banda relativo, mientras que para antenas de banda ancha, el ancho de banda se expresa habitualmente como la razón de la frecuencia superior a la frecuencia inferior de la operación aceptable. Se profundiza más sobre este tema en [7].

A continuación se introduce una idea general de los parámetros S, que serán de una gran importancia a lo largo de todo el proyecto, como se comprobará posteriormente. Esta gran utilidad de los parámetros S en

este proyecto se debe a que la antena diseñada tiene cuatro puertos (una polarización), y por ello puede interpretarse como una red de microondas de orden $N=4$, por lo que no solo tiene sentido ver el coeficiente de reflexión en cada puerto (ρ), sino también estudiar cómo es la transferencia de energía entre puertos (el acoplo mutuo), lo que se puede realizar fácilmente acudiendo a una representación de parámetros S.

2.2.10. Parámetros de dispersión o Parámetros S

Los parámetros de dispersión o parámetros S describen el comportamiento eléctrico de redes lineales cuando se someten a varios estímulos de régimen permanente por pequeñas señales.

La matriz de dispersión o de parámetros S se puede calcular con medidas directas sobre el dispositivo y se calcula mediante el uso de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas. Podemos encontrar una explicación más exhaustiva de los parámetros de dispersión en [1].

- Las ondas incidentes a_i se definen en dirección entrante al circuito.
- Las ondas reflejadas b_i se definen en dirección saliente del circuito.

La matriz de Parámetros S para una red de dos puertos es probablemente la más común y sirve como base para armar matrices de órdenes superiores correspondientes a redes más grandes. Es la que se muestra en la figura 2.13.



Figura 2.13: Red de dos puertos

En este caso, la relación entre las ondas de potencia reflejada e incidente y la matriz de parámetros S está dada por la ecuación 2.30. Hay que tener en cuenta que para hacer esta interpretación mencionada a continuación, todos los puertos tienen que estar cargados por su impedancia característica.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Expandiendo la matriz 2.30 en ecuaciones obtenemos lo siguiente:

- $b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$
- $b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$

A continuación se definen cada uno de los cuatro parámetros S que obtenemos en una red de dos puertos:

- S_{11} : Coeficiente de reflexión a la entrada. Es la potencia que se refleja en el puerto 1 cuando se genera una onda incidente normalizada en el puerto 1.
- S_{12} : Transmisión o ganancia inversa. Es la potencia que llega al puerto 1 cuando se alimenta la red por el puerto 2.
- S_{21} : Transmisión o ganancia directa. Es la potencia que llega al puerto 2 cuando se alimenta la red por el puerto 1.
- S_{22} : Coeficiente de reflexión a la salida. Es la potencia que se refleja en el puerto 2 cuando se genera una onda incidente en el puerto 2.

Otro elemento de gran importancia de este proyecto será el tipo de antena que utilizamos, la antena microstrip o antena de parche, que se explica a continuación.

2.3. Antena microstrip o antena de parche

La estructura de una antena microstrip consiste en un parche metálico con dimensiones comparables a la longitud de onda λ , que está situado sobre un sustrato con una constante dieléctrica determinada (en principio baja para favorecer la radiación), que a su vez, termina en un plano de masa. En [5] se explican detalladamente las antenas de parche.

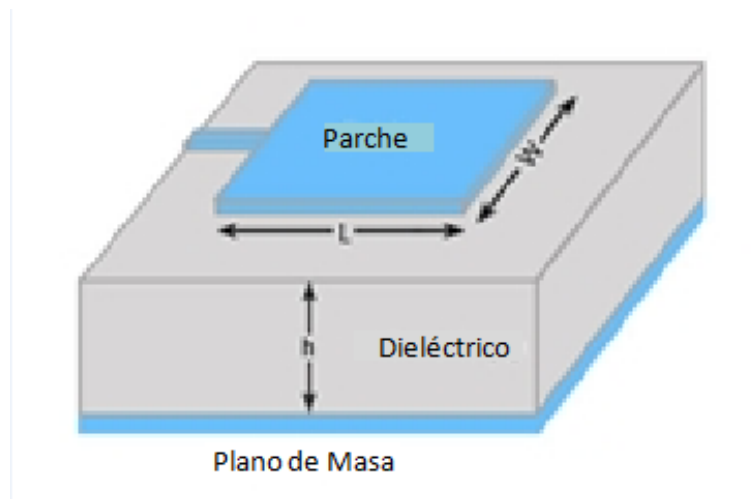


Figura 2.14: Antena microstrip

Sus dimensiones se eligen de forma que el parche convierta la potencia en forma de radiación. Se conciben por primera vez en 1950, pero es a partir de 1970 cuando se comienzan a utilizar de forma mayoritaria. Actualmente aparecen en multitud de sistemas de comunicaciones y radar.

2.3.1. Ventajas de las antenas microstrip

Algunas de las características que las hacen más atractivas, como se menciona en [1] y [3] son:

- Robustez, tamaño compacto y bajo perfil.
- Fabricación sencilla y barata.
- Estas antenas se combinan con facilidad con circuitos integrados de microondas.

2.3.2. Inconvenientes de las antenas microstrip

Por otro lado, las antenas microstrip tienen también algún inconveniente en comparación con otras antenas de microondas:

- Baja eficiencia y banda estrecha en su versión original.
- Difícil de conseguir una buena pureza de polarización en la versión sencilla.

Conviene destacar que existen métodos para paliar en gran medida la mayoría de los inconvenientes arriba mencionados.

2.3.3. Componentes principales de las antenas microstrip

A continuación analizamos los tres componentes principales de la antena microstrip, que se pueden observar en la figura 2.14: el parche, el sustrato y el plano de masa.

- Sustrato: Es el elemento que se encuentra entre el parche y el plano de masa y se trata de una lámina de material dieléctrico de permitividad baja. Aumentado el espesor de la lámina y disminuyendo la constante dieléctrica se obtienen resultados con una mejor eficiencia y mayor ancho banda. Sin embargo, al disminuir la constante dieléctrica la antena tendrá un tamaño más grande para una frecuencia de trabajo fijada que si utilizáramos una constante dieléctrica mayor. Si por el contrario el espesor es pequeño y la constante dieléctrica elevada se obtendrán mayores acoplos (entre antenas si estas componen un array), pero se sacrifica ancho de banda y la antena presenta mayores pérdidas óhmicas. La altura del sustrato controla el ancho de banda de la antena, de forma que a mayor altura del sustrato, mayor ancho de banda.
- Parche: Es una metalización cuyo espesor es del orden de las decenas de micras y no afecta mucho a la respuesta de la antena. Existen diferentes geometrías de parche y la frecuencia de radiación fundamental de la antena dependerá de sus dimensiones. Normalmente el parche es de cobre. Las

dimensiones del parche afectan a la impedancia de entrada, al diagrama de radiación y a la frecuencia de resonancia.

- Plano de masa: Es simplemente una capa de metal que se encuentra en la parte inferior de la capa de sustrato y que consigue crear una condición de plano conductor perfecto.

2.4. Array de antenas

Los arrays de antenas son agrupaciones de dos o más antenas idénticas combinadas de forma que el conjunto se comporta como una sola antena con un único diagrama de radiación propio.

En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas muy directivas, es decir, con alta ganancia, para cumplir las demandas de comunicaciones de larga distancia. Éste es el motivo principal por el cuál surgen los arrays, la alta directividad que podemos conseguir con ellos, mientras que las antenas básicas proporcionan típicamente grandes anchos de haz, lo que implica que las directividades son muy reducidas. También se utilizan para sintetizar diagramas de radiación que no presentan las antenas elementales (para eliminar señales en una dirección o para tener más de un lóbulo principal, por ejemplo).

La clasificación más sencilla de los arrays se realiza atendiendo a su geometría. En este caso nos podemos encontrar:

- Arrays lineales: cuando los elementos se agrupan a lo largo de una recta, pudiendo estar equiespaciados y no equiespaciados.
- Arrays planos: cuando los elementos se sitúan sobre un plano. En este caso las agrupaciones más utilizadas son circulares (en una circunferencia) y reticulares (como rectangular o triangular).
- Arrays tridimensionales: cuando los elementos se sitúan sobre un volumen. Los casos particulares más importantes son los semiesféricos y los conformados a una superficie dada.

Para comprender el campo radiado por un array, primero hay que analizar el campo radiado por uno de los elementos que forman el array. El campo radiado por un solo elemento viene descrito por la ecuación 2.31.

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) A_i e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} \quad (2.31)$$

Definimos los elementos que componen la ecuación 2.31:

- $\vec{E}_e(\theta, \phi)$ es el campo radiado por un elemento en el origen del sistema de referencia alimentado con I_0 .

- $A_i = \frac{I_i}{I_0}$, donde A_i se denomina coeficiente de alimentación complejo.
- \hat{r} es el vector unitario de las coordenadas esfericas. $\hat{r} = (\sin \theta \cos \phi)\hat{x} + (\sin \theta \sin \phi)\hat{y} + (\cos \theta)\hat{z}$.
- \vec{r}_i es la posición de cada elemento del array. $\vec{r}_i = x_i\hat{x} + y_i\hat{y} + z_i\hat{z}$.

El campo radiado por un array se calcula como la suma de los campos radiados de cada uno de los elementos por separado, lo que viene descrito en la ecuación 2.32:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \sum_i^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} \quad (2.32)$$

De esta ecuación, aparece un término nuevo, el Factor de Array (FA):

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_i^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} \quad (2.33)$$

El módulo del factor de array es el diagrama de radiación de una agrupación de elementos isotrópicos.

Cuando los diagramas de radiación de cada elemento del array son iguales y los elementos que forman el array son elementos isotrópicos situados en la misma posición que los originales y alimentados con las mismas corrientes, el diagrama de radiación de la agrupación se puede obtener como el producto del factor de array por el diagrama de radiación del elemento, como su puede comprobar en las ecuaciones 2.32 y 2.33.

Este factor de array depende de las variables angulares θ y ϕ , de la frecuencia a través del número de onda o constante de propagación k_0 , y de las corrientes de excitación A_i .

En arrays grandes, el factor de array varía de forma mucho más rápido angularmente que el diagrama del elemento. Esto hace que el diagrama total de estas agrupaciones se pueda aproximar por el propio del factor de array en los planos donde su variación es mucho más rápida que la del elemento.

La característica más destacable de los arrays de antenas es que su diagrama de radiación se puede modificar variando varios de los parámetros del array, como su tamaño, la separación entre las antenas o la colocación de la alimentación en las antenas que componen el array.

Las antenas que forman el array se alimentan con amplitudes y fases tales que la interferencia de los campos radiados por todas las antenas nos proporciona el diagrama de radiación deseado.

Los arrays de antenas nos permiten controlar la dirección de apuntamiento, lo que se puede conseguir mediante una rampa de fase (diferencia de fase constante entre los elementos de un array lineal). También podemos controlar el nivel de lóbulos secundarios de un array, ya que mediante la ley de iluminación en amplitud se puede reducir el nivel de lóbulos secundarios aunque, pagando el precio de un ligero ensanchamiento del haz principal. Podemos encontrar esta información ampliada en [7].

2.5. Software utilizado para el diseño de arrays: CST Microwave Studio

El software CST Microwave Studio [10] (CST MWS) es un programa de análisis/simulación electromagnética de onda completa. Este software proporciona una potente interfaz para el diseño de sólidos. Después de que el componente ha sido definido, un procedimiento totalmente automático de mallado se aplica antes de iniciar con la simulación.

CST Microwave Studio permite el rápido y preciso análisis de dispositivos como antenas, filtros, acopladores, estructuras multicapa y efectos de integridad de señal (SI) y compatibilidad electromagnética (EMC). Gracias a su amplio rango de aplicación y sus múltiples tecnologías disponibles, CST Microwave Studio brinda al usuario de una gran flexibilidad a la hora de realizar sus diseños.

Las dos técnicas de simulación de este software utilizadas en este proyecto son:

- Solucionador transitorio (*Transient Solver*). Este solver puede obtener toda la banda ancha de frecuencia para la simulación de dispositivos en una sola ejecución del análisis (en contraste con los pasos de frecuencia de otros simuladores). Se basa en el método de las diferencias finitas. Este solver es muy eficiente para la mayoría de las aplicaciones de alta frecuencia, tales como conectores, líneas de transmisión, filtros, antenas y más.
- Solucionador del dominio de frecuencia (*Frequency Domain Solver*). Este solver contiene métodos especializados para el análisis de estructuras muy resonantes como filtros, además soporta tipos de mallas tanto hexahedral como tetraédrica. Se utiliza también en los casos en los que el *Transient Solver* es menos eficiente como en pequeñas estructuras eléctricas las cuales son más pequeñas que la longitud de onda más corta. Está basado en el método de los elementos finitos.

El simulador utilizado durante prácticamente todo este proyecto ha sido *Transient solver*, el cuál nos proporciona la propagación del campo bajo estudio en el dominio del tiempo. Cuando el diseño está finalizado, realizamos una última comprobación con el *Frequency Domain Solver* para realizar una validación cruzada de los resultados de las simulaciones previa a la construcción del prototipo final.

Una vez elegido el simulador *Transient solver*, se pueden definir 2 tipos de puertos:

- *Discrete Port*. Estos puertos son los elegidos en un principio en el diseño, ya que reducen notablemente el tiempo de las simulaciones. Son puertos que simulan puntualmente un generador real (con impedancia de salida Z_0) y que proporcionan unos resultados que se ajustan menos al comportamiento real del array.
- *Waveguide Port*. Estos puertos excitan una distribución de campo bidimensional en el puerto de acceso a la antena análoga a la que se excitaría en una guíaonda en esa sección transversal. Serán

los puertos que comenzaremos a utilizar una vez el proyecto esté avanzado ya que, aunque aumente el tiempo de simulación, son más realistas que los anteriores.

Capítulo 3

Diseño del array de antenas de parche

En la figura 3.1 se muestra el diagrama de flujo de todo el proyecto, con el objetivo de conocer los diferentes pasos y procesos que se van a llevar a cabo. Los cinco diseños surgidos serán analizados mediante la técnica de rotación secuencial, y elegiremos el que nos proporcione unas mejores prestaciones en cuanto a polarización cruzada, es decir, el que tenga un menor residuo en los planos principales. La parte del diagrama de flujo mostrada en verde corresponde con una ampliación del proyecto a dos polarizaciones, que no estaba prevista inicialmente, y que se explica en el apartado 3.4.

3.1. Diseño de antena de parche cuadrada

La primera tarea será diseñar mediante el programa CST Studio Suite una antena de parche adaptada en la frecuencia ISM (Industrial, Scientific and Medical), cuya frecuencia central es 2.45 GHz con un ancho de banda de 100 MHz, que son bandas reservadas internacionalmente para uso no comercial de radiofrecuencia electromagnética en áreas industrial, científica y médica. El uso de estas bandas de frecuencia está abierto a todo el mundo sin necesidad de licencia, respetando las regulaciones que limitan los niveles de potencia transmitida.

En el punto inicial del diseño de las dimensiones de la antena, establecemos el tamaño aproximado que deseamos tenga nuestra antena, y añadimos un puerto discreto para su alimentación, quedando de la forma en que muestra en la gráfica 3.2.

Posteriormente, mediante simulaciones y en función de los parámetros S obtenidos en estas simulaciones, ajustamos los tamaños de los elementos de la antena para obtener una buena adaptación en la banda deseada, y por tanto, un correcto funcionamiento de la antena.

Tras varias simulaciones realizadas en el dominio de tiempo real (*Transient Solver*), obtenemos las medidas de la antena que nos proporcionan una mejor adaptación.



Figura 3.1: Diagrama de flujo del proyecto

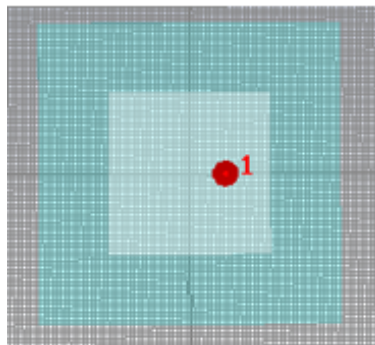


Figura 3.2: Puerto discreto de la antena

En la figura 3.3 se muestra el apilamiento de las capas de la antenna, mientras que en la figura 3.4 podemos observar la antenna vista desde arriba, con el fin de tener clara la estructura inicial de la antenna.

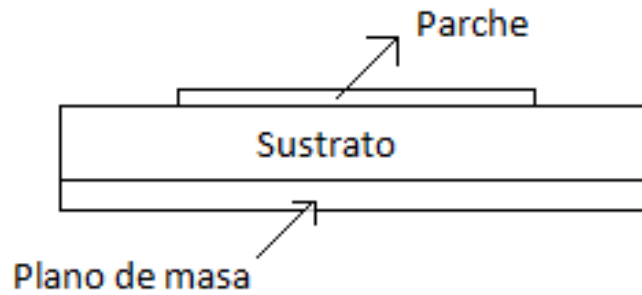


Figura 3.3: Apilamiento de las capas de la antena

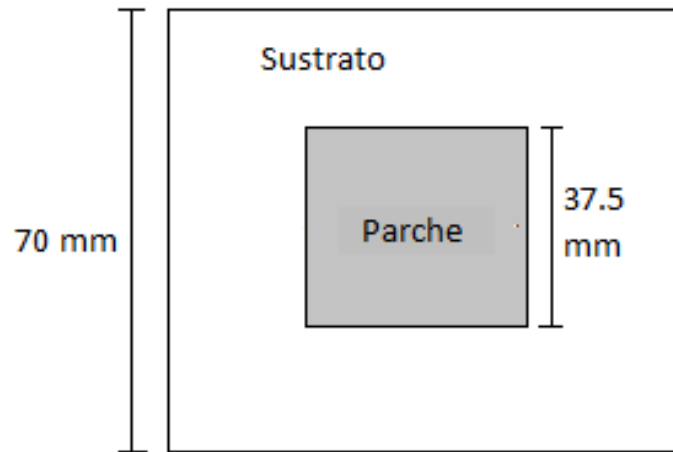


Figura 3.4: Vista superior de la antena

La antena de parche estará constituida por un plano de masa (GND), que tendrá unas dimensiones cuadradas de 70 mm de lado y un grosor de 2 milímetros. El material del plano de masa será un conductor perfecto (PEC). Encima del plano de masa colocaremos un sustrato de espuma, que tiene una permitividad de prácticamente 1. Al estar colocado encima del plano de masa, será un cuadrado con las mismas medidas que el plano de masa, pero con un grosor de 6 milímetros.

Encima del sustrato está colocado el parche, cuyo material será también un conductor perfecto (PEC). El parche también será cuadrado con 37.5 milímetros de lado. Por simplicidad elegimos el caso cuadrado y, como se verá a partir del apartado 3.4, una vez que añadimos la otra polarización, es necesario que sea cuadrado, ya que si no, cada polarización estaría asociada a una frecuencia distinta.

En la figura 3.5 se muestra una imagen del diseño inicial de la antena de parche obtenida del programa CST.

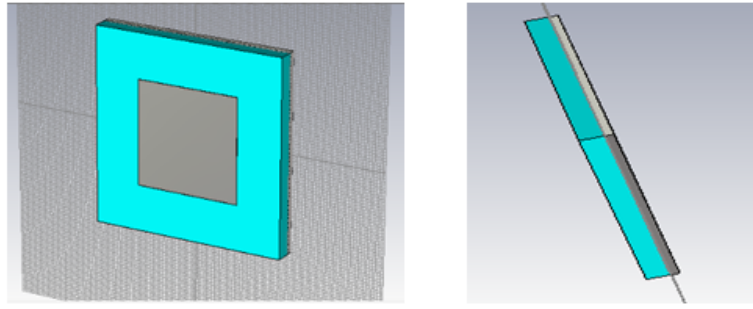
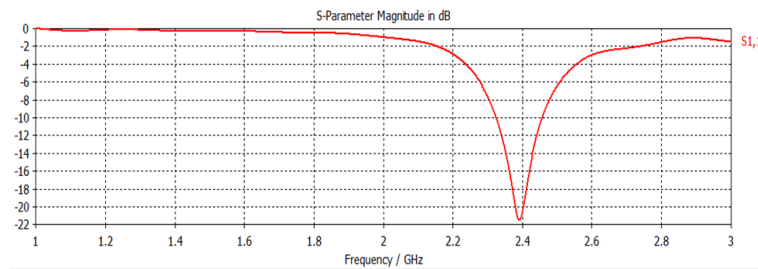


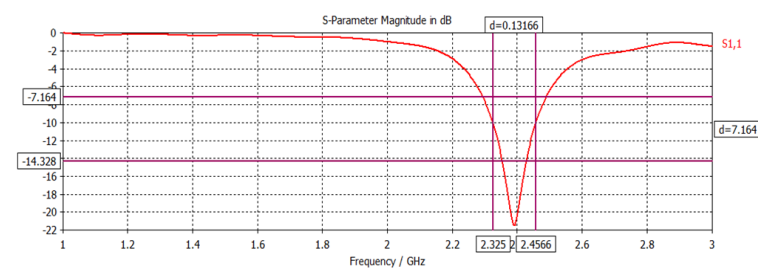
Figura 3.5: Antena de parche cuadrada

Con las diferentes simulaciones que se explican a continuación, iremos variando la posición del puerto dentro del parche, hasta obtener aquella que nos proporcione unas mejores características, ya que la impedancia de entrada varía con la posición de la sonda y buscamos aquel punto donde esa impedancia vale 50Ω .

Con la simulación de *Transient Solver*, además de las capacidades específicas del dominio del tiempo, obtenemos resultados del dominio de frecuencia, como los parámetros S, que nos proporcionan información sobre la adaptación a una determinada frecuencia de la antena. A continuación podemos observar el parámetro S_{11} (coeficiente de reflexión), que será deseable que a la frecuencia de 2.4 GHz sea lo más bajo posible.

Figura 3.6: Parámetro S_{11} de la antena de parche cuadrada

Como se puede observar, a la frecuencia de 2.4 GHz, el parámetro S_{11} cae hasta los -21 dB, cumpliendo así en objetivo especificado inicialmente en el proyecto.

Figura 3.7: Ancho de banda del parámetro S_{11}

A partir de -10 dB, y con un ancho de banda a partir de 100 MHz, podemos considerar que la antena

está adaptada a esa frecuencia, por lo que podemos observar que alrededor de la frecuencia de 2.4 GHz disponemos de un ancho de banda de: $2.4566 \text{ GHz} - 2.325 \text{ GHz} = 131.6 \text{ MHz}$, lo que será suficiente para el diseño inicial.

3.2. Diseño de array de antenas de parche cuadradas

Partiendo del diseño anterior de la antena de parche, procedemos a la construcción del array de cuatro antenas de parche, como las diseñadas anteriormente. En este array vamos a excitar todos los puertos con la misma amplitud (uniforme), por lo que no habrá reducción en el nivel de lóbulos secundarios, con respecto a otros casos en los que se introduzca *tapering*.

Como primera solución, vamos a colocar todas las sondas en el mismo lado de cada parche. La iluminación de fase depende del caso (Σ , Δ) y de la posición de las sondas dentro de cada parche. En el caso del diagrama Σ , habrá que aplicar un desfase de 180° en la alimentación de las sondas que tengan un signo distinto en el campo para evitar que en el eje principal haya un nulo de radiación.

En el diagrama Δ , obtendremos sin embargo un nulo de radiación el eje principal al aplicar los desfases correspondientes a cada sonda.

Para ello, partimos de la antena de parche anterior, y creamos cuatro antenas iguales, con idénticas medidas de todos los componentes y con una separación de $\lambda/2$ entre cada antena. Elegimos esta distancia de $\lambda/2$ para conseguir un diagrama de buena directividad, sin que aparezcan *grating lobes* (lóbulos emergentes similares al principal). El valor de λ en espacio libre viene dado por la ecuación (3.1).

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2.4 \cdot 10^9} = 0.125[m] \quad (3.1)$$

El resultado obtenido se puede observar en la figura 3.8. En esta figura se aprecia cierta superposición de los sustratos en los elementos centrales, debido a que al hacer cuatro réplicas de la antena de parche construida inicialmente y separarlas $\lambda/2$, los sustratos se superponen, por lo que posteriormente debemos convertir esa superposición de sustratos en un sustrato único.

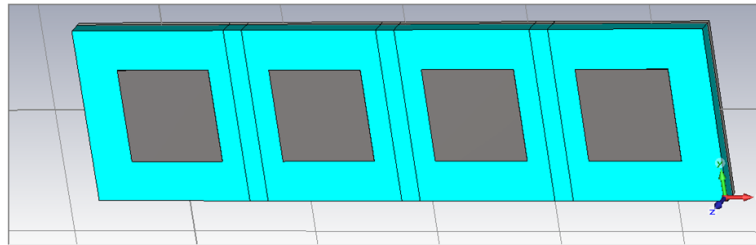


Figura 3.8: Array inicial

3.2.1. Inserción de puertos de guiaonda para la excitación de las antenas

El siguiente paso es, ya que se superponían los sustratos ligeramente como se mostraba en la figura 3.8, combinarlos en un sustrato único, tratando de mantener esas mismas medidas para mantener la adaptación en la banda de frecuencias deseada.

También en el siguiente paso cambiaremos el tipo de puertos con los que alimentamos las antenas de parche, ya que hasta ahora alimentábamos las cuatro antenas con puertos discretos (puertos de alimentación ideales) que se ajustan menos a la realidad, por lo que estos puertos serán sustituidos por puertos de guiaonda que nos darán resultados de adaptación más ajustados a los que obtendremos a la hora de construir la antena.

Estos puertos situados en el plano XY, serán los encargados de la recepción de señales. En la figura 3.11 podemos ver claramente los diferentes planos del array, así como sus variables. Tras realizar estos cambios en los puertos situados en el plano horizontal del array, obtenemos el array mostrado en la figura 3.9.

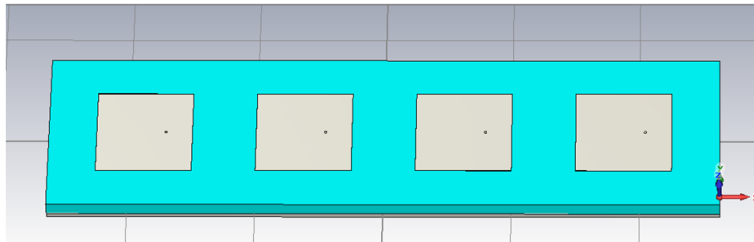


Figura 3.9: Array inicial recepción

Aumentando la imagen anterior y colocando el array en horizontal, en la figura 3.10 se puede observar el cable coaxial por el que se excita la antena (simula el conector SMA que colocaremos posteriormente). El puerto de guiaonda cubre completamente al cable coaxial desde debajo del plano de masa.

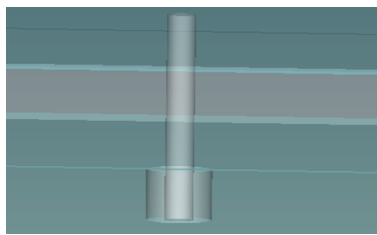


Figura 3.10: Cable coaxial de excitación de la antena

Estos puertos tienen la forma de un cable coaxial en dieléctrico aire, por lo que las medidas del radio exterior y del radio interior de los dos cilindros que se pueden observar han de estar ajustadas para proporcionar una impedancia característica Z_0 de 50Ω . Para ello utilizamos la fórmula de la impedancia característica del cable coaxial:

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (3.2)$$

Donde $\eta = 120\pi \Omega$, b es el radio del cilindro exterior y a es el radio del cilindro interior. Las medidas que elijamos de estos radios han de cumplir necesariamente con esta fórmula para obtener una Z_0 de 50Ω . Por esto, tras un calculo con la ecuacion (3.2), fijando previamente uno de los valores (el radio interior a), las medidas elegidas son:

- Radio exterior: $b = 1.15 \text{ mm}$
- Radio interior: $a = 0.5 \text{ mm}$

De nuevo, como ocurría anteriormente a la hora de diseñar la antena de parche, tendremos que realizar varias simulaciones ajustando los tamaños de los diferentes elementos de array, hasta conseguir la adaptación deseada.

Las medidas del array diseñado se muestran en la tabla 3.1 (el ancho y el largo del plano de masa serán los mismos valores que los del sustrato). El origen de coordenadas está situado en el centro del array, por eso dos sondas tienen posiciones negativas y las otras dos posiciones positivas.

En la figura 3.11 se muestra el array acotado con medidas referenciadas a la tabla 3.1.

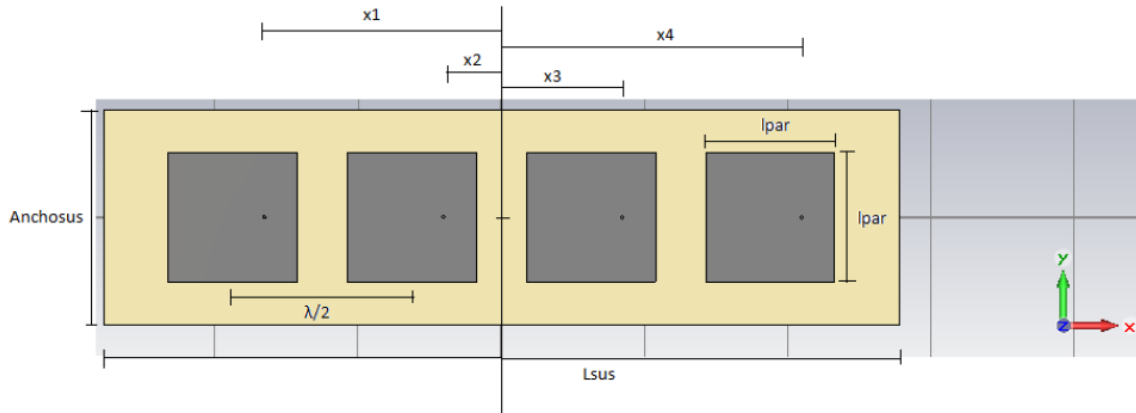


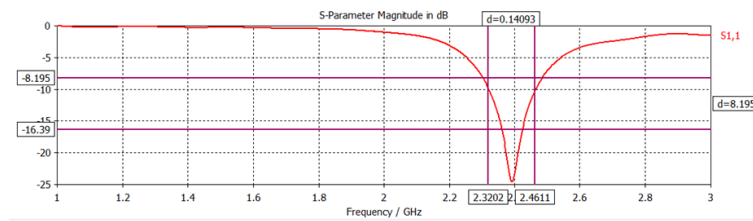
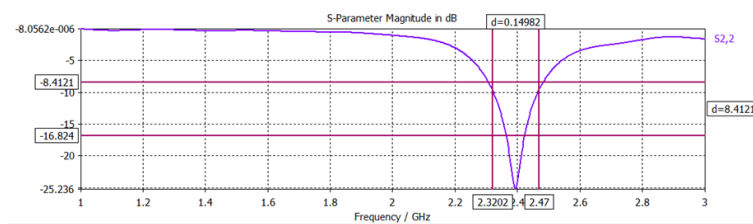
Figura 3.11: Array acotado con medidas

Una vez completado el nuevo diseño, comprobamos que la adaptación sea adecuada en la banda de frecuencias que nos interesa (2.4 Ghz). Para ello tenemos que comprobar los parámetros S como anteriormente. Los primeros parámetros que debemos comprobar en las figuras 3.12 y 3.13 son el S_{11} y el S_{22} . En este punto del proyecto, vamos a enfocar el diseño a cumplir las adaptaciones, sin preocuparnos de momento, en cómo son los acoplos mutuos (los S_{ij} de transferencia cruzada, esperando que estos sean lo menores posible). También cabe destacar, que como la antena es simétrica, solo analizamos dos de los parámetros

Largo sustrato (L_{sus})	262.5 mm
Ancho sustrato ($Anchosus$)	70.5 mm
Lado parche (l_{par})	37.5 mm
Altura parche	0.1 mm
Altura sustrato	6 mm
Altura plano masa	2 mm
Posición primera sonda (x_1)	-85.35 mm
Posición segunda sonda (x_2)	-22.85 mm
Posición tercera sonda (x_3)	39.65 mm
Posición cuarta sonda (x_4)	102.15 mm

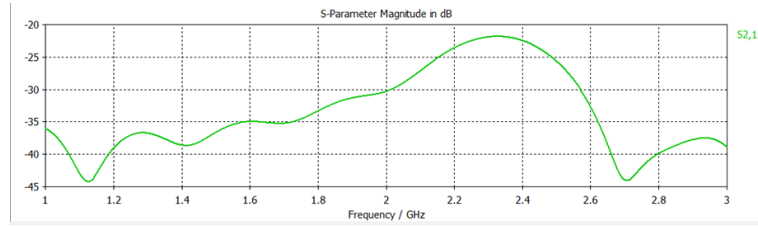
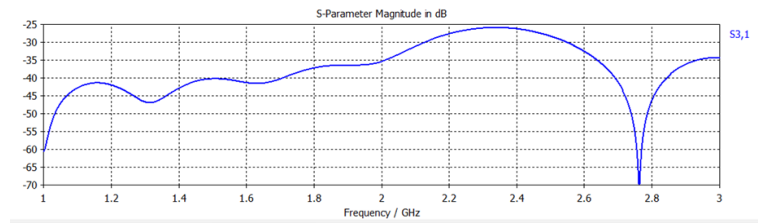
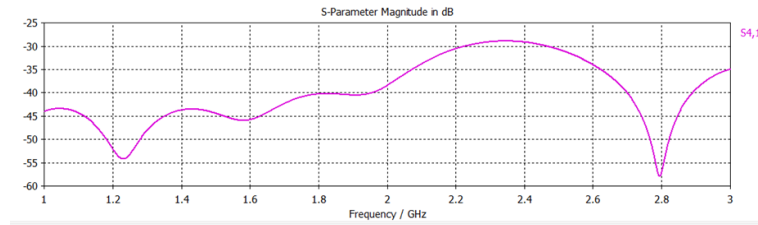
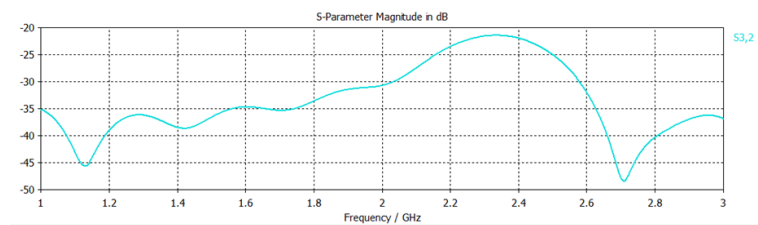
Tabla 3.1: Medidas del array inicial de recepción de señales

de adaptación. Por motivo de la simetría, los parámetros S_{33} y S_{44} no son necesarios de analizar ya que serán idénticos a los parámetros S_{22} y S_{11} , respectivamente.

Figura 3.12: Parámetro S_{11} del primer array optimizadoFigura 3.13: Parámetro S_{22} del primer array optimizado

Se puede observar que ambos tienen una adaptación suficiente, con un ancho de banda de unos 140 MHz. Será de igual importancia analizar los parámetros S que nos aportan información sobre el acoplo mutuo entre las antenas. Para ello, tendremos que analizar los parámetros S_{21} , S_{32} , S_{31} y S_{41} . De nuevo los restantes no serán necesarios de analizar debido a la simetría del circuito.

Como se puede comprobar en las gráficas 3.14, 3.15, 3.16 y 3.17, en todos los casos para la banda de frecuencias que nos interesa (2.4 GHz), el acoplo mutuo entre las antenas está por debajo de los -20 dB, lo que será suficiente para conseguir el funcionamiento que esperamos del array según estimamos.

Figura 3.14: Parámetro S_{21} del primer array optimizadoFigura 3.15: Parámetro S_{31} del primer array optimizadoFigura 3.16: Parámetro S_{41} del primer array optimizadoFigura 3.17: Parámetro S_{32} del primer array optimizado

3.2.2. Utilización de materiales finales en el diseño

Una vez diseñado el array de cuatro antenas, y conseguida la adaptación buscada en la banda de frecuencias en las que va a trabajar la antena, incluimos en el diseño los materiales finales que utilizaremos para construir el array definitivo con la idea de simplificar su construcción. Este array final tendrá la siguiente estructura (los nombre de las variables utilizados vienen definidos en la tabla 3.2):

- La primera capa será el plano de masa (GND) de altura $h_{gnd} = 5$ mm. Esta capa es la metalización inferior del sustrato de fibra de vidrio FR4.
- La segunda capa encima de GND estará compuesta por el material FR4, de altura $h_{fr4i} = 1.5$ mm, que aportará rigidez al conjunto.
- La tercera capa estará formada por espuma de bajas pérdidas ($\epsilon_r \approx 1$) con espesor $h_{sus} = 3$ mm.
- La cuarta capa encima de la espuma estará también compuesta por el material FR4, de altura $h_{fr4sup} = 0.5$ mm. Esta capa no tiene metalización por la cara inferior y en su cara superior es donde se van a fotografiar los parches.
- Por último, encima de la capa de FR4 irán colocados los cuatro parches.

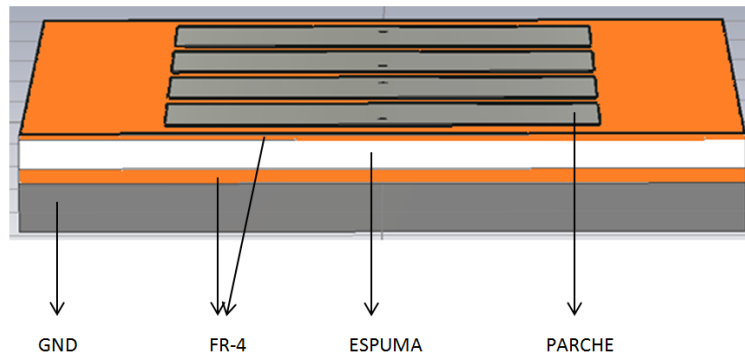


Figura 3.18: Materiales finales que componen el array

Al añadir las dos capas del material FR4 (coloreadas en naranja en la figura 3.18) al diseño anterior y mantener las mismas medidas que teníamos en cuanto al largo del array, no mantenemos la adaptación que habíamos logrado anteriormente a la frecuencia exacta de 2.4 GHz, por lo que hay que rediseñar las dimensiones del array y las colocaciones de las sondas para volver a conseguir una adaptación suficiente en la frecuencia central de 2.4 GHz en un ancho de banda mayor de 100MHz.

Tras realizar varias simulaciones con posibles medidas del sustrato, del lado del parche y de la colocación de la sonda, logramos el diseño que mejor se ajusta a las características buscadas, que se muestra en la tabla 3.2.

Largo sustrato L_{sus}	277.5 mm
Ancho sustrato A_{chosus}	75 mm
Lado parche l_{par}	45 mm
Altura parche h_m	0.1 mm
Altura FR-4 (superior) h_{fr4sup}	0.5 mm
Altura espuma h_{sus}	3 mm
Altura FR-4 (inferior) h_{fr4i}	1.5 mm
Altura plano masa h_{gnd}	5 mm
Posición primera sonda x_1	-82.75 mm
Posición segunda sonda x_2	-20.25 mm
Posición tercera sonda x_3	42.25 mm
Posición cuarta sonda x_4	104.75 mm
Radio sonda	0.5 mm
Radio cilindro GND	1.15 mm

Tabla 3.2: Medidas del array compuesto por materiales finales

A partir de este diseño, vamos a utilizar la tecnica de la rotación secuencial, con idea de minimizar la polarización cruzada para los diagramas Σ y Δ que se conseguirán con el array. En [12] se puede encontrar más información sobre los diagramas Σ y Δ , así como de la función monopulso. La técnica de rotación secuencial consiste en excitar el parche en posiciones rotadas (180° en nuestro caso) incluyendo en la corriente de excitación el cambio de signo (180°) otra vez para compensar el giro geométrico y mantener finalmente la misma distribución de campo en el parche. Esto no afectara a la polarización principal, pero si que lo hará a la polarización cruzada.

Por tanto, con este mismo diseño, si variamos la colocación de las sondas (a la derecha o a la izquierda del centro del parche, pero manteniendo siempre la misma distancia de la sonda al centro del parche) tendremos cinco diseños distintos, que será necesario analizar por separado para posteriormente compararlos y elegir el que tenga una menor polarización cruzada. Al estar situado el array en el plano XY, en cada plano el array tiene idealmente una sola componente, θ en un plano y ϕ en otro. Pero en la práctica, en los dos planos quedan residuos de la otra componente, y es a este residuo a lo que denominamos polarización cruzada. Esta polarización cruzada es la razón de realizar cinco posibles diseños y analizar en cuál de ellos es menor.

En el diagrama Σ , al variar la posición de las sondas, habrá que tener en cuenta la fase con la que alimentamos las sondas, y aplicar un desfase de 180° en la alimentación de las sondas que tengan un signo distinto en el campo para evitar que en el eje principal haya un nulo de radiación.

En el diagrama Δ , sin embargo, sí aparecerá un nulo de radiación en el eje principal.

Un ejemplo de los diagramas Σ y Δ de una antena es el que se mostraba en las gráficas 1.1 y 1.2 en el apartado 1.1.

3.3. Análisis de los posibles diseños del array para recepción de señales

En los siguientes apartados, para cada uno de los cinco diseños, se muestra la colocación de las sondas en cada uno de ellos, así como los valores de las componentes no deseadas en cada uno de los dos planos, ya que dependiendo de la colocación de las sondas y del desfase que apliquemos a la alimentación de las mismas (rotación secuencial), comprobaremos que uno de los diseños nos proporcionará una menor polarización cruzada, y por tanto, un mejor funcionamiento.

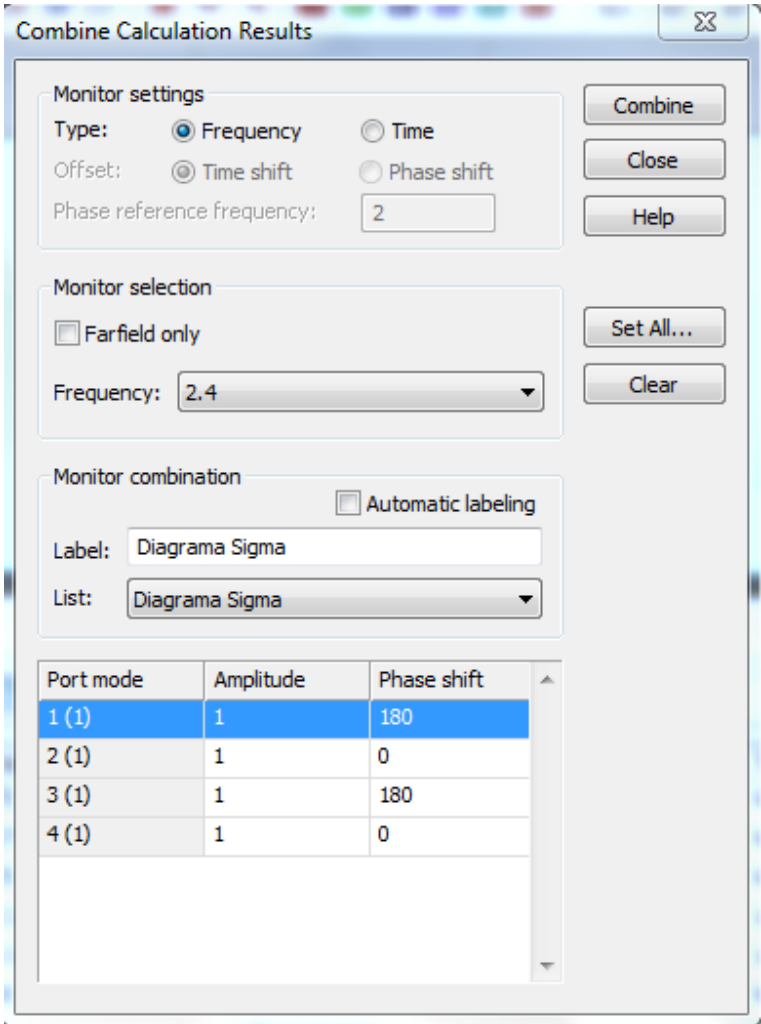


Figura 3.19: Ejemplo de rotación secuencial (diagrama Σ diseño E)

Estos resultados serán calculados mediante la herramienta del programa *Combine results*, que permite calcular las distintas combinaciones según la amplitud y la fase con las que alimentamos cada puerto. En

estos diseños, como habíamos comentado anteriormente, las amplitudes serán siempre las mismas, y lo que cambiará de un diseño a otro serán las fases con las que alimentamos cada sonda dependiendo de su posición. Por ejemplo, en la figura 3.19 se muestra la amplitud y la fase con las que alimentamos para el diagrama Σ cada uno de los puertos para el diseño E.

En las tablas 3.3 y 3.4 se muestra la colocación de los puertos en cada uno de los diseños y la fase con la que alimentamos cada puerto. La tabla 3.3 muestra la iluminación de fase en cada diseño, $+$ (0°) ó $-$ (180°), para los diagramas Σ , mientras que la tabla 3.4 muestra la iluminación de fase de cada diseño para los diagramas Δ .

Diseño A	
Diseño B	
Diseño C	
Diseño D	
Diseño E	

Tabla 3.3: Iluminación de fase para los diagramas Σ de los cinco diseños

Antes de comenzar con el análisis de polarizaciones cruzadas de los cinco diseños, en la tabla 3.5 se muestra un ejemplo de las componentes deseadas del diseño E. Como se comentaba anteriormente, con la

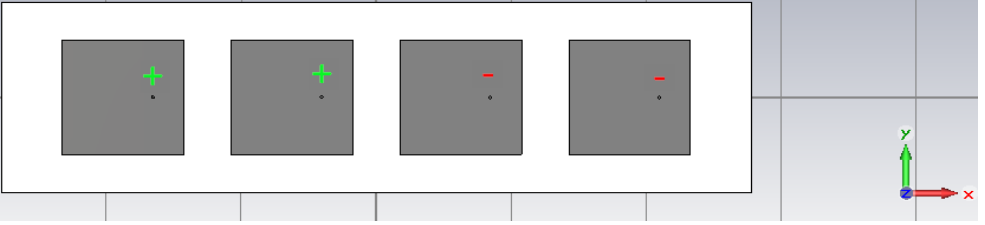
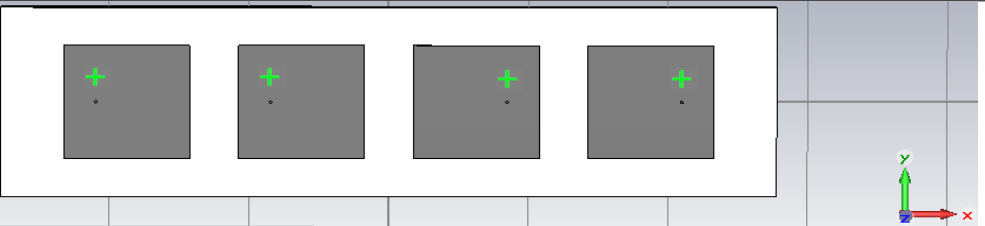
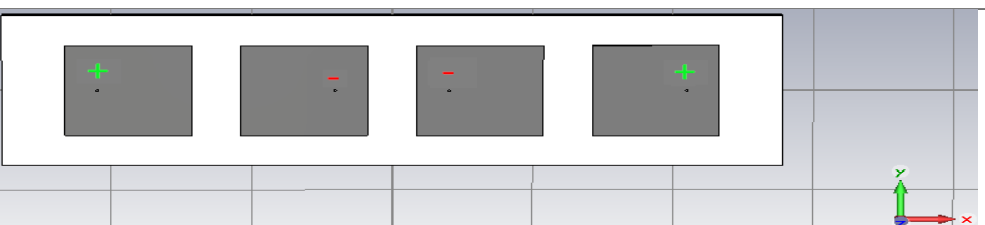
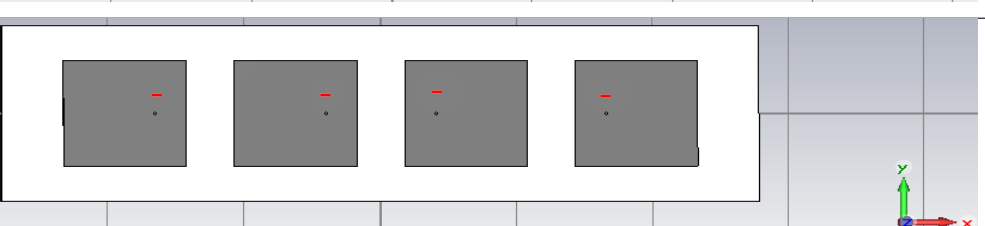
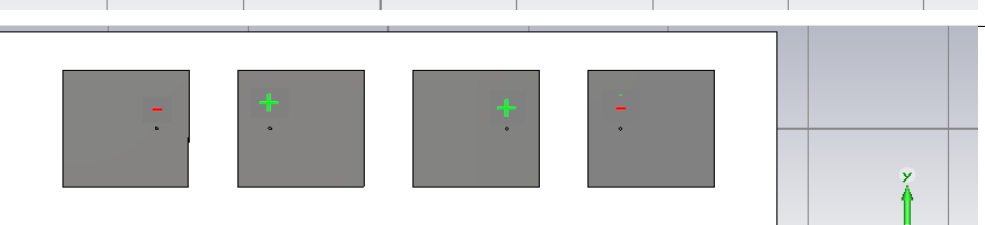
Diseño A	
Diseño B	
Diseño C	
Diseño D	
Diseño E	

Tabla 3.4: Iluminación de fase para los diagramas Δ de los cinco diseños

técnica de la rotación secuencial cambian los valores de polarización cruzada de un diseño a otro, mientras que las polarizaciones deseadas no sufren cambios apreciables de un diseño a otro, por lo que los valores mostrados en la tabla 3.5 serán prácticamente idénticos en los cinco diseños.

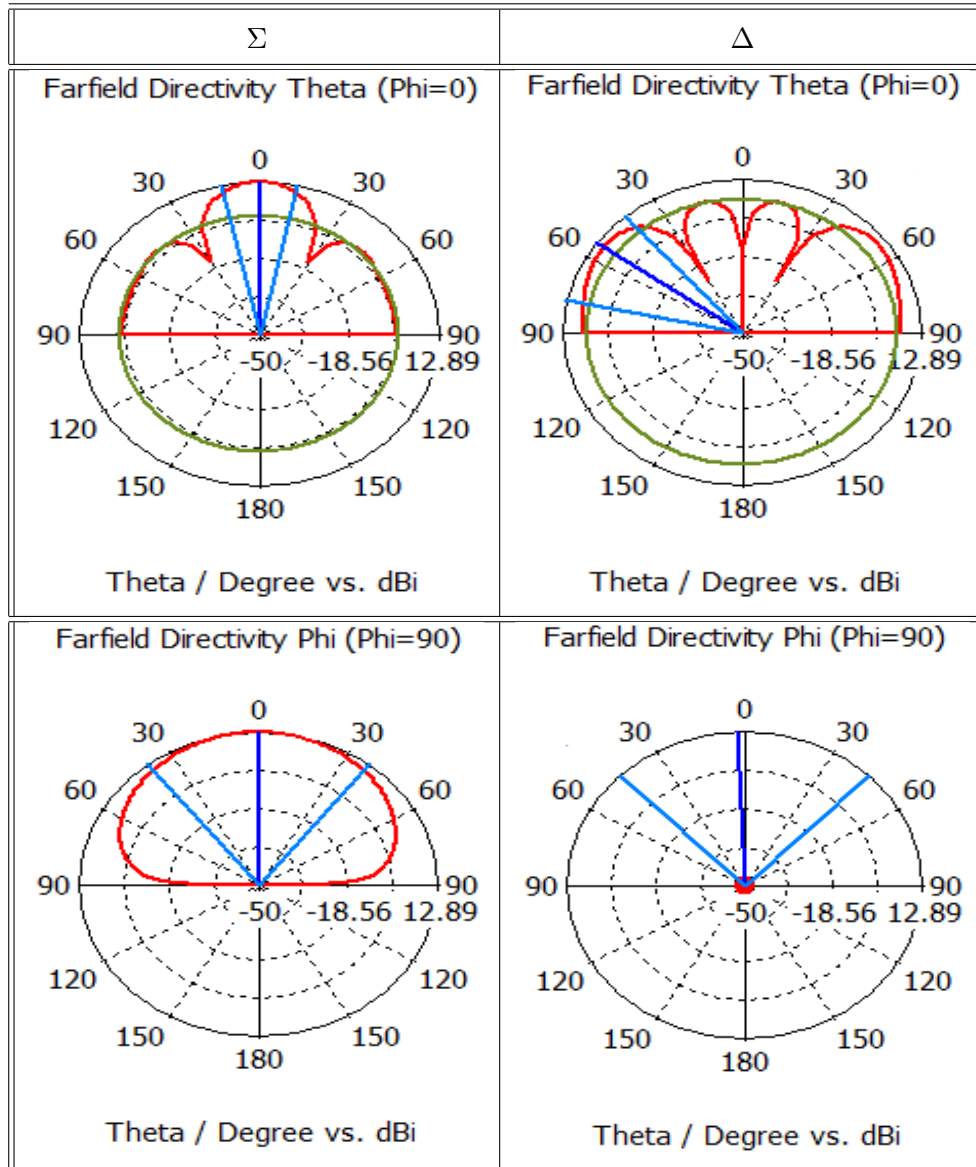


Tabla 3.5: Componentes de polarización deseada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ (similares para los cinco diseños)

A continuación, en los siguientes cinco apartados, en las figuras que se muestran para cada uno de los cinco diseños se pueden observar las componentes θ y ϕ de la directividad. Las figuras de la primera columna son las componentes E_ϕ para $\phi = 0^\circ$ y E_θ para $\phi = 90^\circ$ del diagrama Σ , y las de la segunda columna son las mismas componentes para los mismos planos pero para el diagrama Δ .

3.3.1. Diseño A

En la tabla 3.6, como primera conclusión, podemos destacar que tres de los cuatro valores de polarización cruzada que comprobamos son muy bajos, como deseamos, excepto para la componente E_{θ} para $\phi = 90^{\circ}$ del diagrama Σ , que con un valor de -1.5 dB no nos proporciona una atenuación tan grande como sería deseado, por lo que sería un aspecto negativo a tener en cuenta para este diseño.

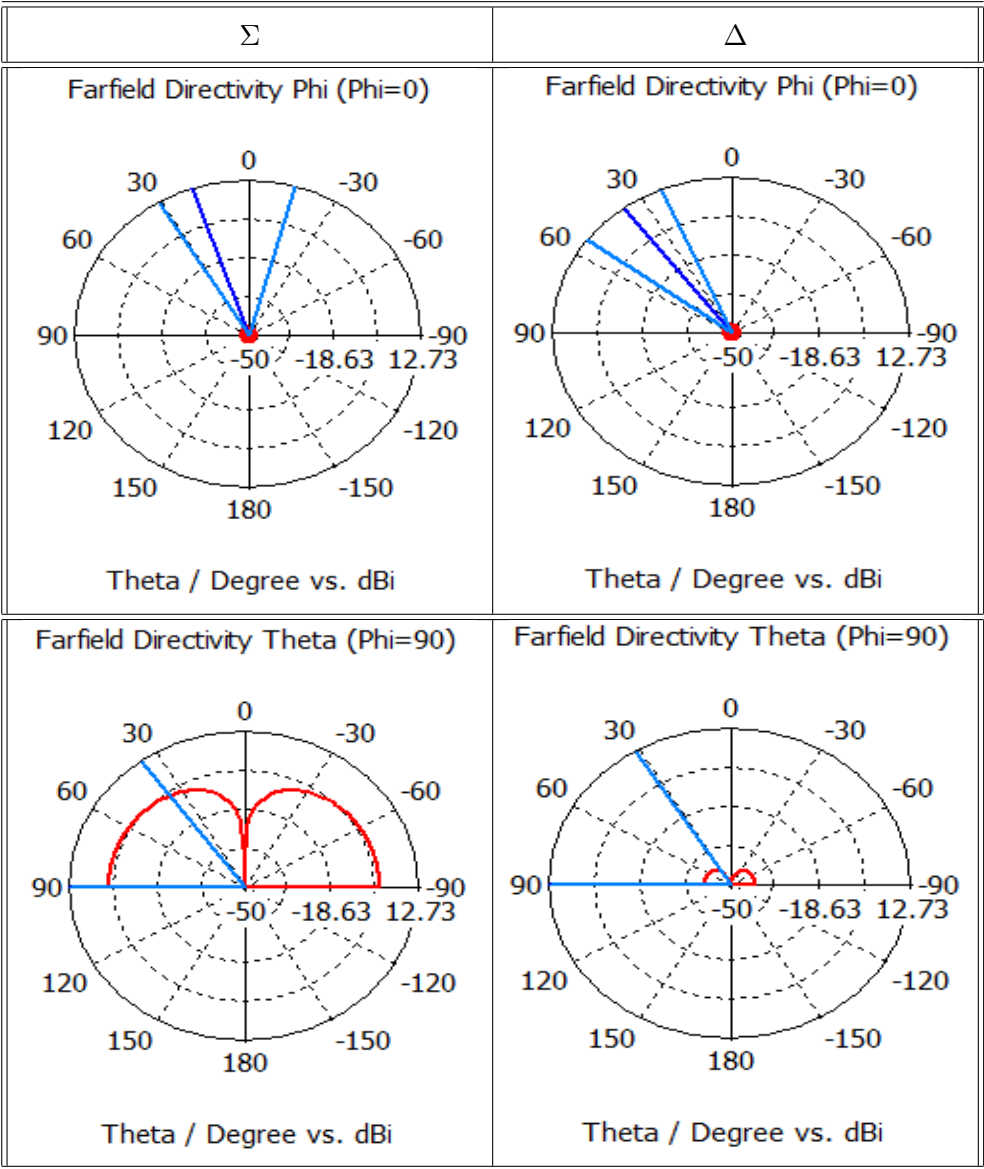


Tabla 3.6: Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^{\circ}$ y $\phi = 90^{\circ}$ para el diseño A

3.3.2. Diseño B

En la tabla 3.7 comprobamos que los valores de polarización cruzada para el diseño B también son bajos para tres de los cuatro valores comprobados, pero en este caso también encontramos una componente no deseada con una atenuación insuficiente, lo que como en el caso anterior es un aspecto negativo a tener

en cuenta. En este diseño la componente en la que no obtenemos los valores esperados es la componente E_θ para $\phi = 90$ del diagrama Δ , con un valor de -2.1 dB. Por tanto, tanto el diseño A como el diseño B tienen una componente de polarización cruzada que no se ajusta a las características ideales del diseño.

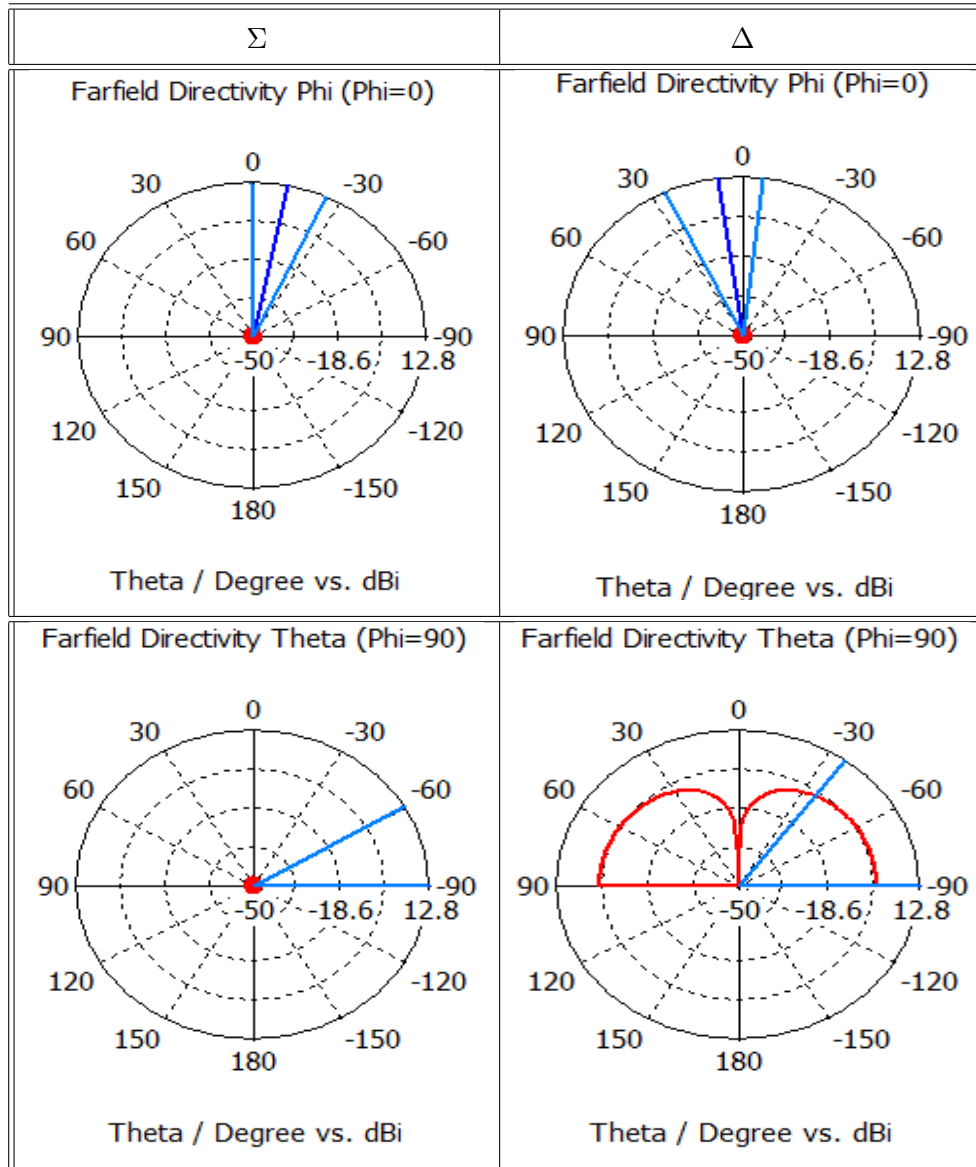


Tabla 3.7: Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0$ y $\phi = 90$ para el diseño B

3.3.3. Diseño C

En la tabla 3.8 comprobamos que, al igual que en el diseño A y B, todos los valores de polarización cruzada son bajos, excepto uno de ellos, en este caso, es la componente E_θ para $\phi = 90^\circ$ del diagrama Δ , con un valor de -3.4 dB.

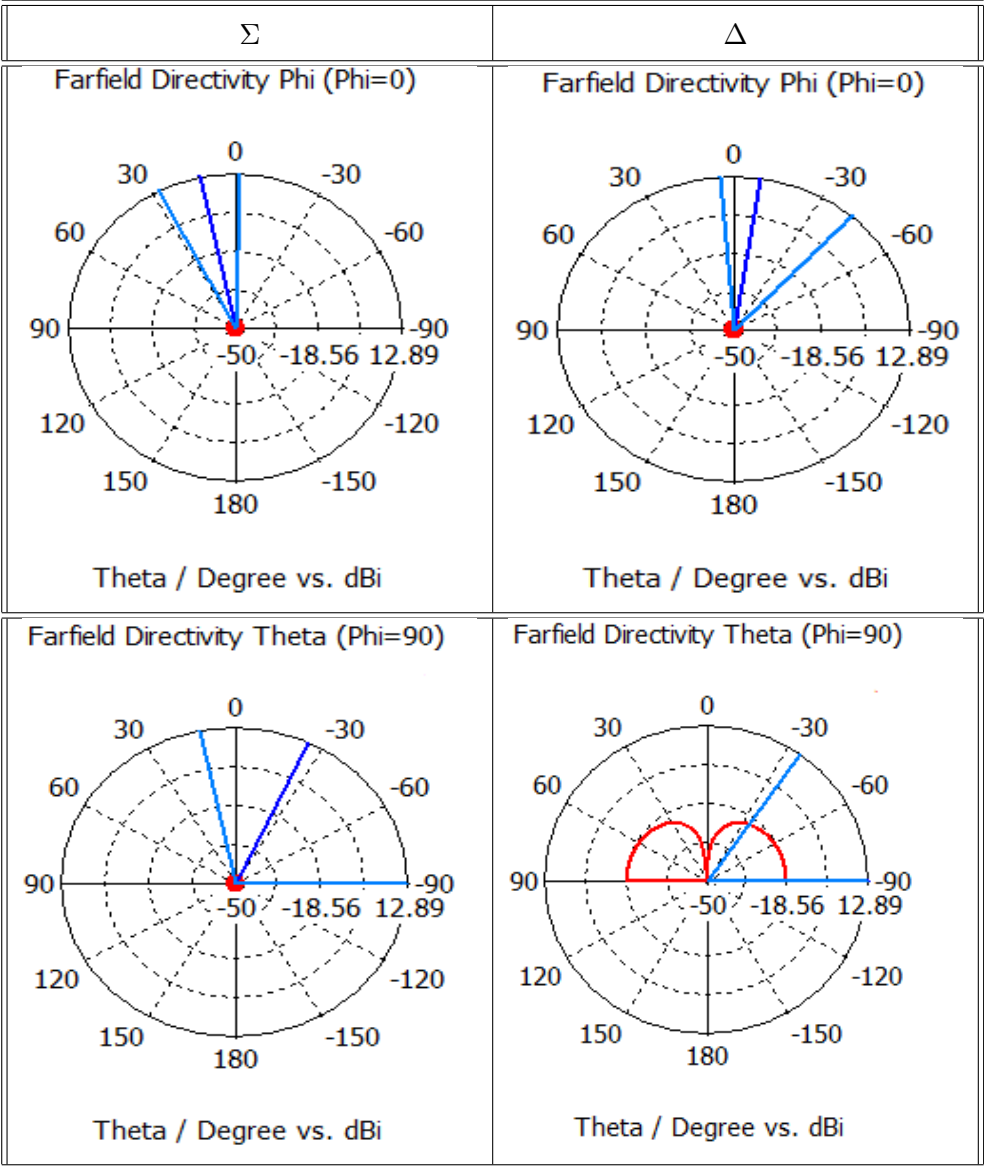


Tabla 3.8: Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0$ y $\phi = 90$ para el diseño C

3.3.4. Diseño D

En la tabla 3.9 comprobamos que, al igual que en el diseño A, B y C todos los valores de polarización cruzada son bajos, excepto uno de ellos, que coincide con el del diseño B y C, la componente E_θ para $\phi = 90^\circ$ del diagrama Δ , con un valor de -2.3 dB.

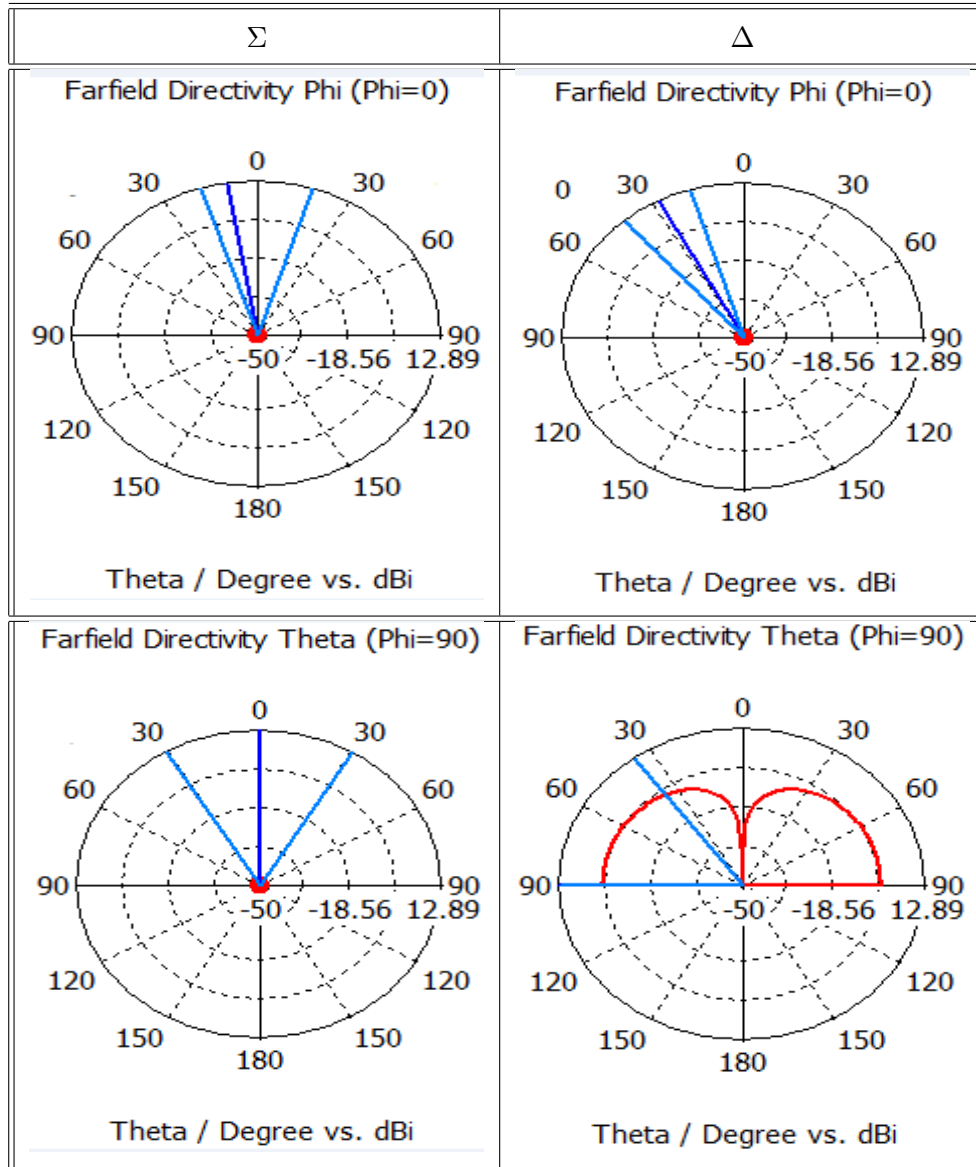


Tabla 3.9: Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño D

3.3.5. Diseño E

La tabla 3.10 nos proporciona unos resultados muy satisfactorios para la simulación del diseño E. La componente E_θ para $\phi = 90^\circ$, que era la que no tenía una atenuación muy pequeña en todos los diseños anteriores con valores entre -1 y -3.5 dB, en el caso del diseño E tiene un valor de -25 dB, lo que es una atenuación mucho mayor, y lo que hace que el diseño E destaque por encima de los otros cuatro en cuanto

a las características de las componentes no deseadas, y por tanto sea el diseño elegido para continuar con la construcción del array. Las otras tres componentes de polarización cruzada son similares a las de los otros diseños, por lo que también nos proporcionan una atenuación suficiente, haciendo que el diseño E tenga unas mejores prestaciones en cuanto a polarización cruzada que los otros cuatro diseños.

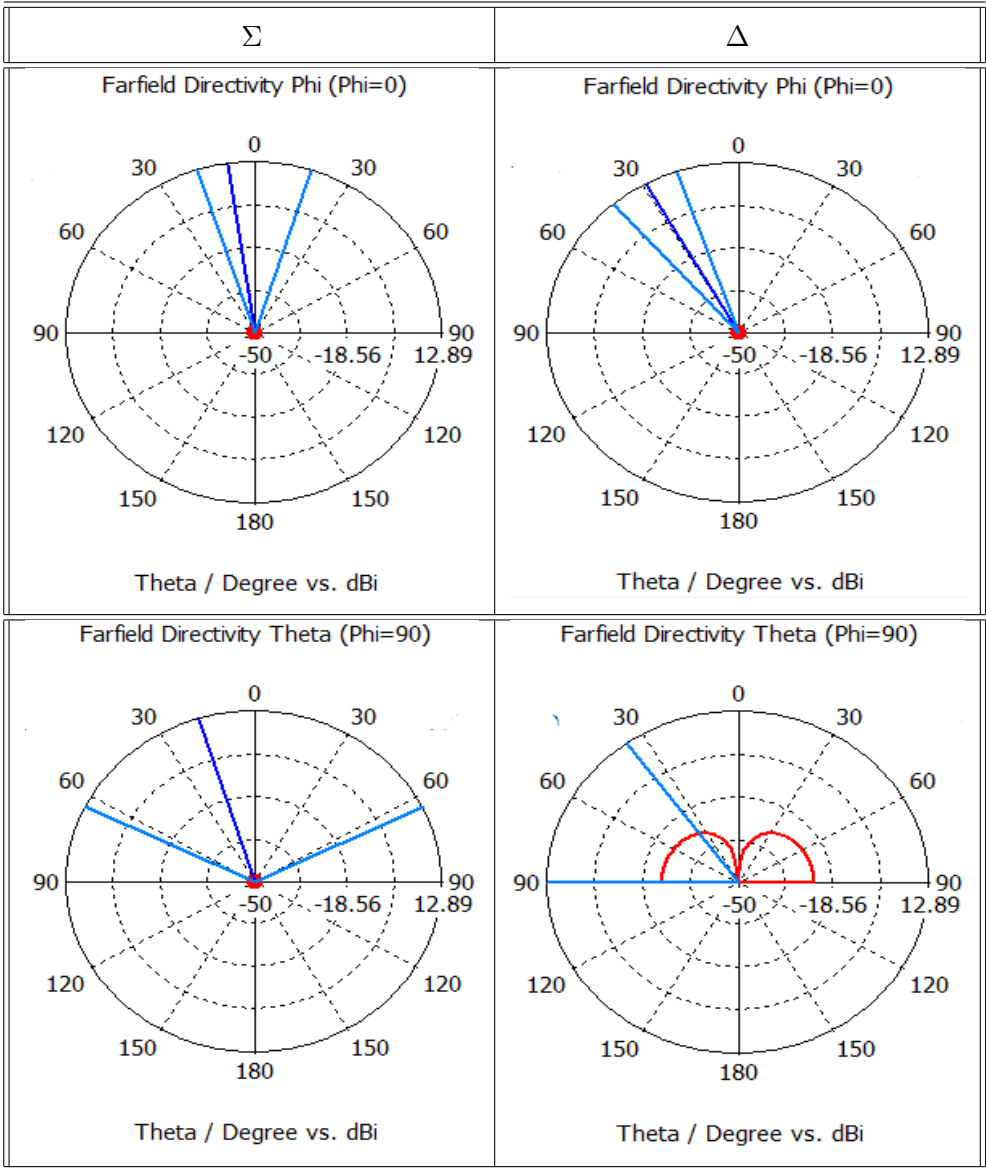


Tabla 3.10: Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño E

3.3.6. Resumen de comparación de valores de componentes cruzadas (recepción)

A modo de resumen, se muestra en la tabla 3.11 los valores de cada uno de los diseños que se han analizado, se muestran en verde los valores que empeoran cada diseño, es decir, aquellos valores altos de la componente no deseada (polarización cruzada) en cada plano, y que por tanto hay que tener en cuenta como aspecto negativo en cada diseño.

Plano	Diseño A	Diseño B	Diseño C	Diseño D	Diseño E	Componente
$\phi = 0^\circ \Sigma$	-145 dB	-149 dB	-140 dB	-140 dB	-140.6 dB	E_ϕ
$\phi = 90^\circ \Sigma$	-1.5 dB	-139 dB	-140 dB	-143.7 dB	-141.5 dB	E_θ
$\phi = 0^\circ \Delta$	-144 dB	-139 dB	-137 dB	-138.6 dB	-143.8 dB	E_ϕ
$\phi = 90^\circ \Delta$	-41.3 dB	-2.1 dB	-3.4 dB	-2.3 dB	-25.0 dB	E_θ

Tabla 3.11: Polarización crosspolar (Magnitud del lóbulo principal en dB)

Analizando esta tabla, y como se había comentado anteriormente en el análisis individual de los cinco diseños, comprobamos que el diseño E es el que nos proporciona mejores valores de polarización cruzada, ya que todas las componentes no deseadas en cada plano están muy atenuadas y no generan residuos notables.

La posición de las sondas y el desfase que le añadimos en la alimentación de las mismas no debería modificar apreciablemente las componentes de las polarizaciones deseadas en los dos planos($\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$) para todos los diseños, por lo que deberíamos obtener valores similares para los cinco diseños. Estos valores son los que se pueden comprobar en la tabla 3.12:

Plano	Diseño A	Diseño B	Diseño C	Diseño D	Diseño E	Componente
$\phi = 0^\circ \Sigma$	12.7 dB	12.8 dB	12.9 dB	12.7 dB	12.5 dB	E_θ
$\phi = 90^\circ \Sigma$	12.7 dB	12.8 dB	12.9 dB	12.7 dB	12.5 dB	E_ϕ
$\phi = 0^\circ \Delta$	10.1 dB	10.1 dB	10.3 dB	10 dB	10 dB	E_θ
$\phi = 90^\circ \Delta$	-125.7 dB	-137.1 dB	-138.2 dB	-130.3 dB	-131.5 dB	E_ϕ

Tabla 3.12: Polarización deseada (Magnitud del lóbulo principal en dB)

Como se esperaba, en la tabla 3.12 comprobamos que efectivamente salen valores muy similares para todas las componentes en los cinco diseños.

La componente deseada para $\phi = 90^\circ$ en Δ es despreciable (está proxima al mínimo numero que puede representar el CST y es claramente el resultado de una compensación por simetría).

Por último, será interesante realizar la comprobación del parámetro que nos de información sobre el acoplo mutuo entre las antenas más cercanas de cada uno de los cinco diseños. En cada diseño, el parámetro S elegido para estudiar el acoplo mutuo será el parámetro S entre los dos puertos de cada diseño que estén más cercanos el uno al otro, ya que es el caso crítico.

- Para el diseño A valdrá cualquier parámetro de antenas adyacentes, ya que en todos los parches la sonda se encuentra situada en la parte derecha, por lo que utilizaremos por ejemplo el parámetro S_{23} .

- Para el diseño B valdrá tanto el parámetro S_{12} como el S_{34} . Utilizaremos para la comparación el parámetro S_{12} .
- Para el diseño C, el parámetro utilizado será el S_{23} .
- Para el diseño D, el parámetro utilizado será también el S_{23} .
- Para el diseño E, valdrá tanto el parámetro S_{12} como el S_{34} . Utilizaremos para la comparación el parámetro S_{12} .

La comparación de los cinco parámetros seleccionados se muestra en la tabla 3.13.

Diseño A (S_{23})	Diseño B (S_{12})	Diseño C (S_{23})	Diseño D (S_{12})	Diseño E (S_{12})
-14 dB	-14.1 dB	-11 dB	-12 dB	-11.3 dB

Tabla 3.13: Acoplo mutuo entre antenas de cada diseño

En la información que nos proporciona la tabla 3.13, podemos comprobar que a pesar de no coincidir el mejor caso de polarización cruzada (diseño E) con el de acoplo mutuo (diseño B), hay una diferencia bastante pequeña entre los cinco diseños, por lo que los resultados obtenidos no son condicionantes a la hora de elegir uno de los cinco diseños. Por tanto, continuamos con la elección del diseño E entre los cinco posibles.

3.4. Análisis de los posibles diseños del array para transmisión de señales

Llegados a este punto del proyecto, decidimos ampliar la funcionalidad del array para incluir también la posibilidad de transmitir en la otra polarización cuando este sistema se utilice en el sistema radar [4] mencionado en la introducción. Aunque esto hubiera requerido repetir el análisis completo para la nueva topología (para la minimización de la polarización cruzada), decidimos continuar con la distribución del diseño E y añadir las cuatro sondas en el otro plano, comprobando, eso sí, que la solución elegida para el otro plano también minimizaba su polarización cruzada.

Por lo tanto, una vez hemos escogido el diseño E entre los cinco diseños posibles para la recepción de señales, tendremos que comprobar de nuevo las posibles soluciones para la transmisión de señales, colocando cuatro nuevos puertos distribuidos según el eje y (mientras que los cuatro puertos para recepción estaban situados según el eje x, y por tanto con otra polarización distinta).

Como ocurría anteriormente en el diseño para recepción de señales, si variamos la colocación de los cuatro nuevos puertos añadidos al array para la transmisión de señales (pero manteniendo siempre la misma

distancia del puerto al centro del parche), tendremos que elegir entre dos posibles diseños que de nuevo tendremos que analizar para ver cual de los dos nos ofrece una mayor atenuación en las componentes cruzadas. Denominaremos en adelante a estos dos diseños, diseño E1 y diseño E2.

En este caso salen dos posibles diseños en lugar de los cinco anteriores ya que en este eje el array tiene simetría vertical, y en el caso de los cinco diseños tenía simetría horizontal, lo que provocaba tener que evaluar un mayor número de casos.

Cabe destacar, que en el caso de transmisión de señales, las componentes cruzadas van a ser las contrarias a las que eran en el caso del modelo de recepción de señales, ya que en lugar de estar dispuestos los puertos a lo largo del eje x, en este caso están dispuestos a lo largo del eje y. Esto implica que, si en el caso del diagrama Σ del modelo de recepción de señales, las dos componentes cruzadas que teníamos eran E_ϕ para $\phi = 0^\circ$ y E_θ para $\phi = 90^\circ$, en el modelo de transmisión serán las contrarias. Podemos observar la comparación en la tabla 3.14:

	Componente Cruzada en $\phi = 0^\circ$	Componente Cruzada en $\phi = 90^\circ$
Modelo de recepción	E_ϕ	E_θ
Modelo de transmisión	E_θ	E_ϕ

Tabla 3.14: Componentes cruzadas en cada modelo

En la tabla 3.15 se muestra la imagen de los dos posibles diseños para la transmisión de señales, junto con el diseño elegido para la parte de recepción de señales (diseño E).

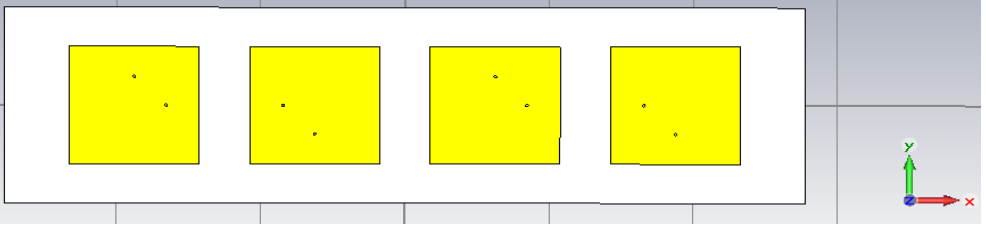
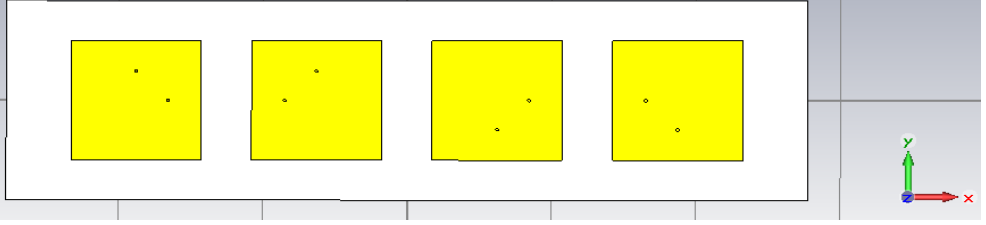
Diseño E1	
Diseño E2	

Tabla 3.15: Diseños posibles para transmisión, una vez elegido el diseño E para recepción de señales

Una vez conocemos la situación de los puertos (mostrada en la tabla 3.15) en cada uno de los dos diseños, y el desfase con el que debemos alimentar cada puerto en cada diseño (los puertos que quedan en la parte superior del eje ‘y’ son alimentados con fase 0° , mientras que los puertos situados en la parte inferior del

eje 'y' son alimentados con fase 180°), comenzamos a analizarlos por separado.

En este caso, solo tenemos que analizar el diagrama Σ porque la función monopulso es para detectar el ángulo de llegada de un frente de ondas (un concepto de recepción).

3.4.1. Diseño E1

En la tabla 3.16, la primera columna es la componente E_θ para $\phi = 0^\circ$, mientras que la segunda columna es la componente E_ϕ para $\phi = 90^\circ$, ambas componentes del diagrama Σ , ya que como se explicaba anteriormente para el diseño de transmisión de señales sólo será necesario evaluar el diagrama Σ y no el diagrama Δ . Analizando los dos valores de componentes cruzadas que nos proporciona el diseño E1 (-3.2 dB para la componente E_θ para $\phi = 0^\circ$ y -7.9 dB para la componente E_ϕ para $\phi = 90^\circ$), podemos observar que el valor de -3.2 dB puede no ser una atenuación suficiente, mientras que el valor de -7.9 dB es más aceptable, aunque habrá que esperar a ver los valores que nos proporciona el diseño E2 y realizar una comparación entre ambos.

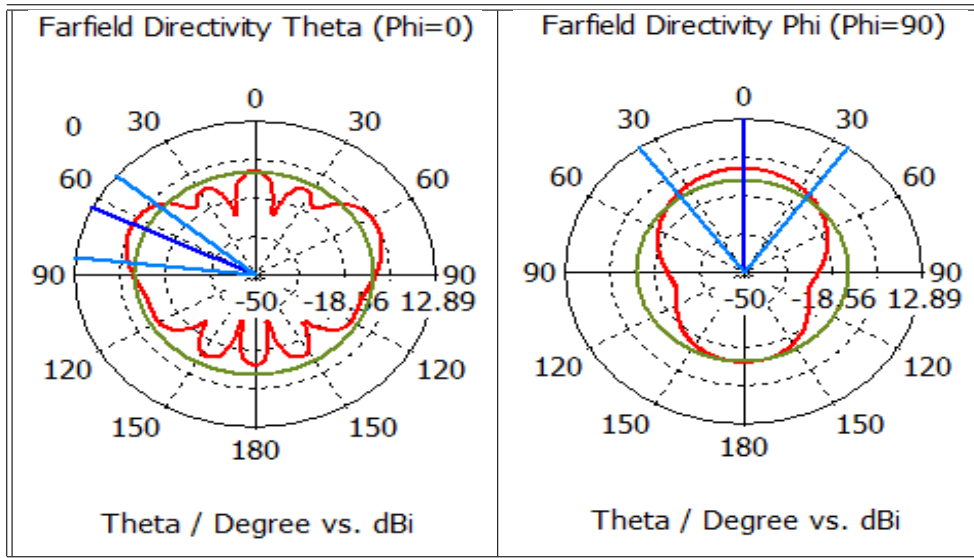


Tabla 3.16: Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño E1 (Sólo Σ)

3.4.2. Diseño E2

En la tabla 3.17 podemos analizar a simple vista que obtenemos unos buenos resultados para las componentes de polarización cruzada en el diseño E2, con unos valores de -8.7 dB para la componente E_θ para $\phi = 0^\circ$ y de -24.6 dB para la componente E_ϕ para $\phi = 90^\circ$, por lo que en principio el diseño E2 será el elegido para la construcción del diseño.

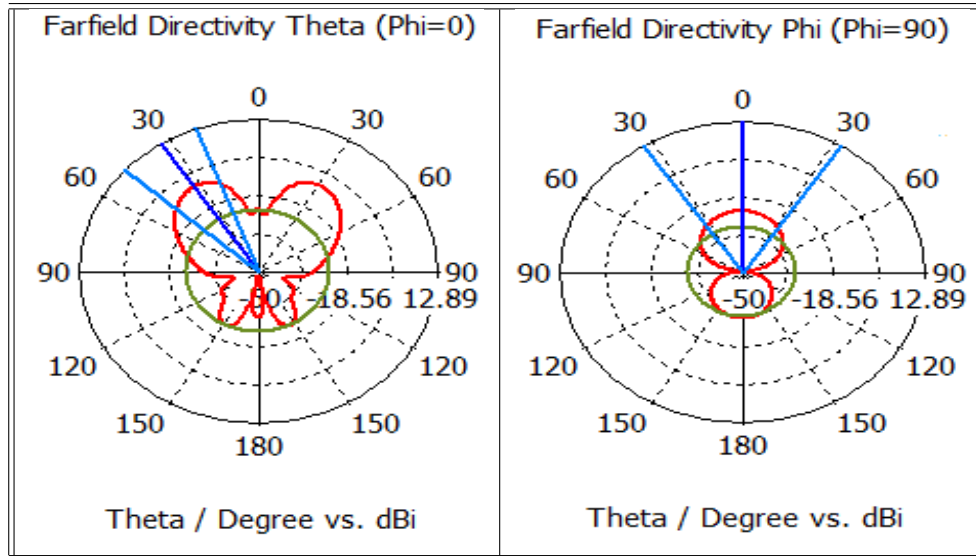


Tabla 3.17: Componentes de polarización cruzada en planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ para el diseño E2 (Sólo Σ)

3.4.3. Resumen de comparación de valores de componentes cruzadas (transmisión)

En la tabla 3.18 se muestra la comparación entre las componentes cruzadas de los diseños E1 y E2. Se observa claramente que en ambas componentes el diseño E2 mejora al diseño E1 ya que en la componente E_θ para $\phi = 0^\circ$ pasa de los -3.2 dB del diseño E1 a los -8.8 dB del diseño E2 (una atenuación mucho mayor en el diseño E2), y en la componente E_ϕ para $\phi = 90^\circ$ pasa de los -7.9 dB del diseño E1 a los -24.6 dB del diseño E2 (una atenuación también mucho mayor en el diseño E2 para esta componente). Con esta comparación, queda comprobado que el diseño E2 será el elegido para la construcción del array para transmisión de señales.

Plano	Diseño E1	Diseño E2	Componente
$\phi = 0^\circ \Sigma$	-3.2 dB	-8.7 dB	E_θ
$\phi = 90^\circ \Sigma$	-7.9 dB	-24.6 dB	E_ϕ

Tabla 3.18: Polarización crosspolar (Magnitud del lóbulo principal en dB)

Como último paso antes de la construcción de la antena, realizamos una validación cruzada con el *Frequency Domain Solver* descrito en el apartado 2.5, con el objetivo de verificar que los resultados obtenidos coinciden con los que nos había proporcionado anteriormente el *Transient Solver*.

Capítulo 4

Prototipo construido y medidas realizadas

La antena diseñada se construyó en la Oficina Técnica de la UC3M. En la figura 4.1 se muestra una vista de la parte superior de la antena. Como se puede apreciar en la figura, los conectores tienen un conductor central más largo de lo habitual. Estos hilos no se han cortado ya que no tienen ningún efecto en la respuesta final de la antena. En la figura 4.2 se muestra parte inferior de la antena, dónde podemos apreciar los conectores SMA utilizados, que son especiales para antenas.

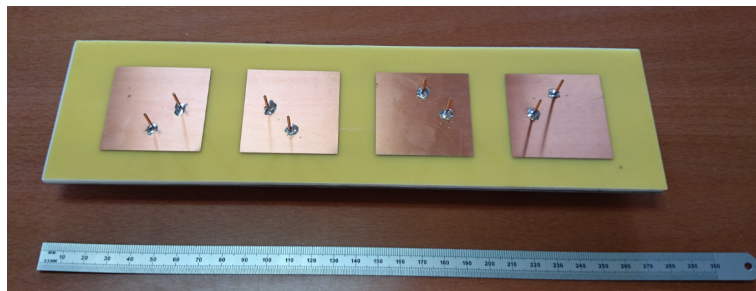


Figura 4.1: Vista superior de la antena



Figura 4.2: Vista inferior de la antena

Tras realizar distintas medidas de los parámetros S sobre la antena construida, hemos realizado una comparación de los parámetros S más relevantes respecto a los resultados obtenidos en las simulaciones de CST.

Con la ayuda de el programa MATLAB [11], hemos construido gráficos comparativos sobre los parámetros

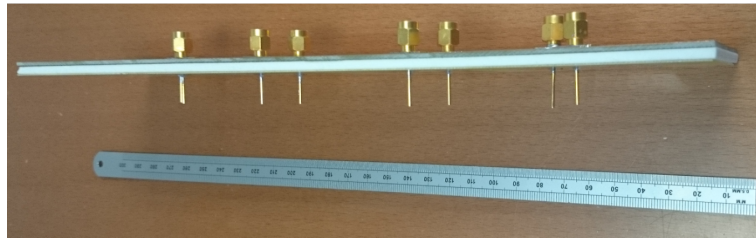
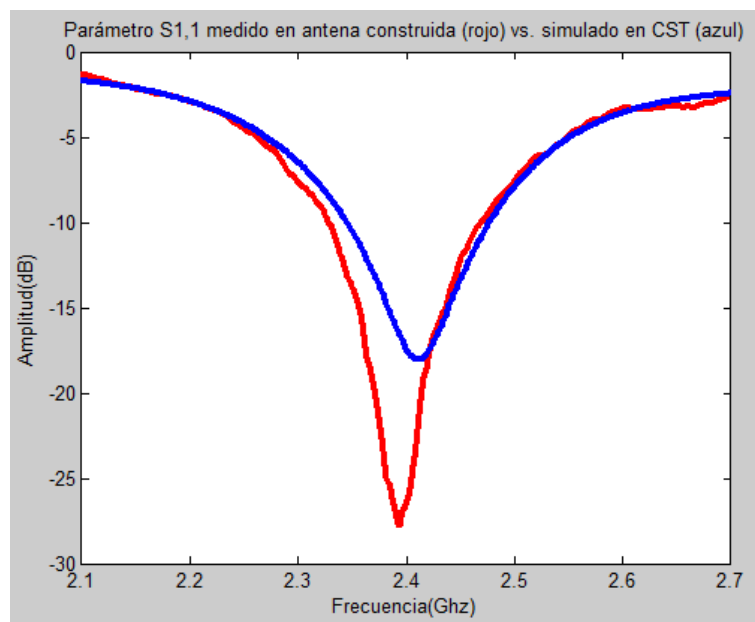


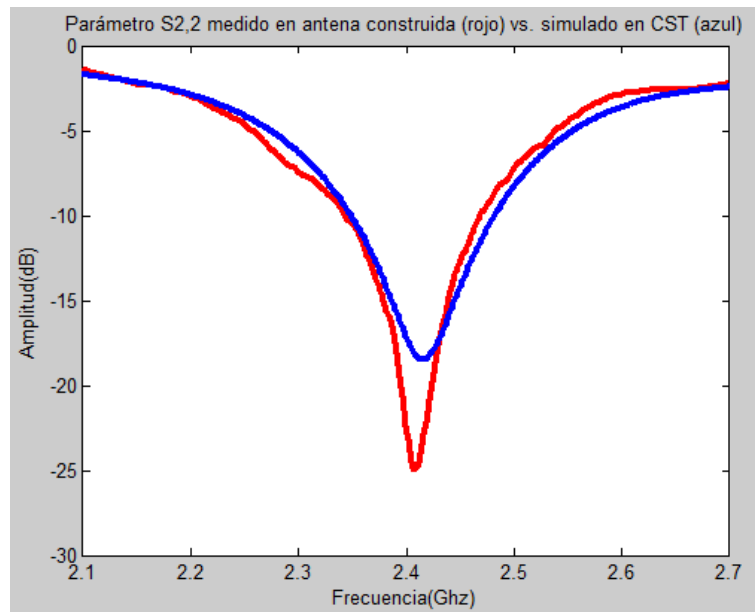
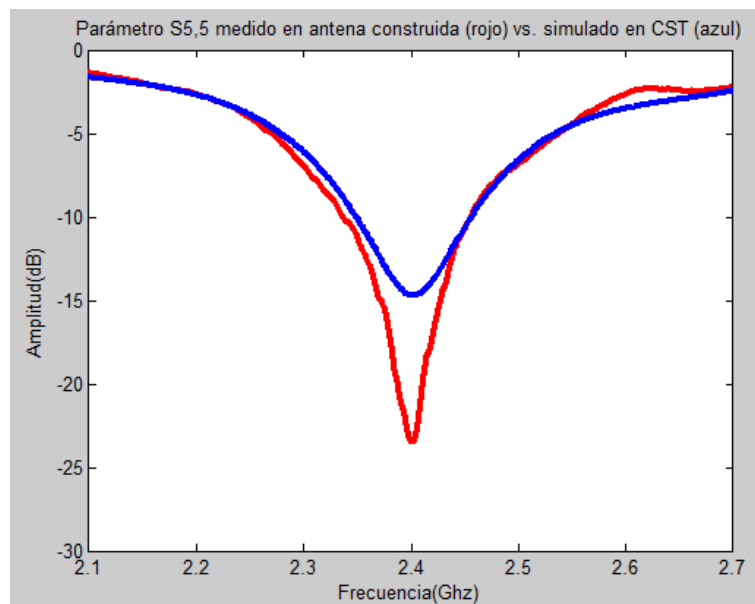
Figura 4.3: Vista de perfil de la antena

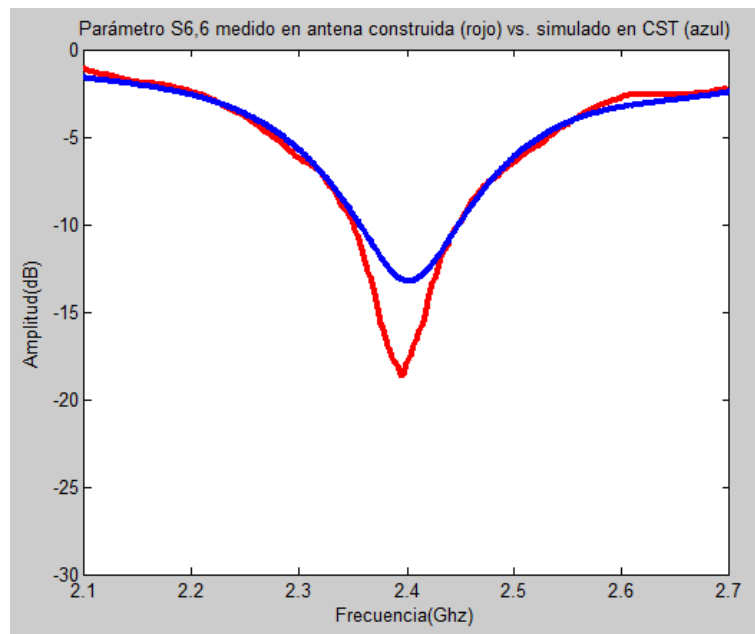
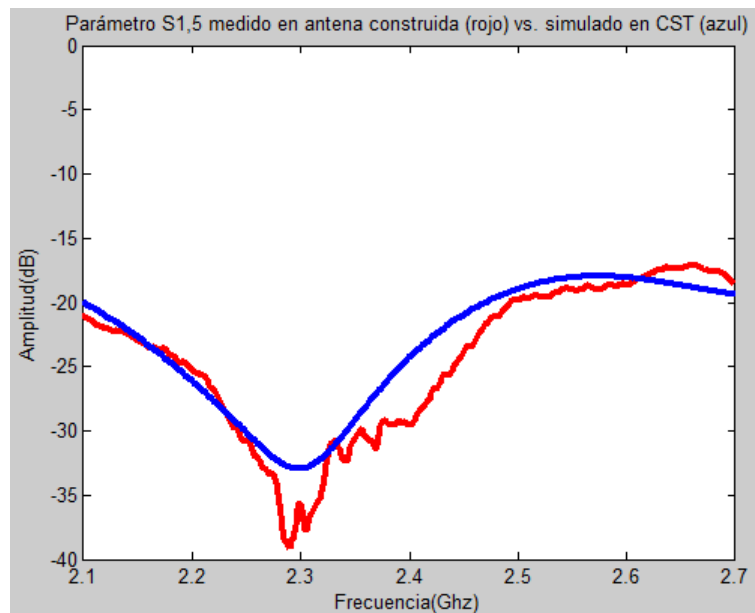
S_{11} , S_{22} , S_{55} y S_{66} . No será necesario comprobar los restantes S_{88} , S_{44} , S_{33} y S_{77} , ya que, debido a la simetría del circuito, los resultados serían idénticos a los mostrados en las figuras 4.4, 4.5, 4.6 y 4.7.

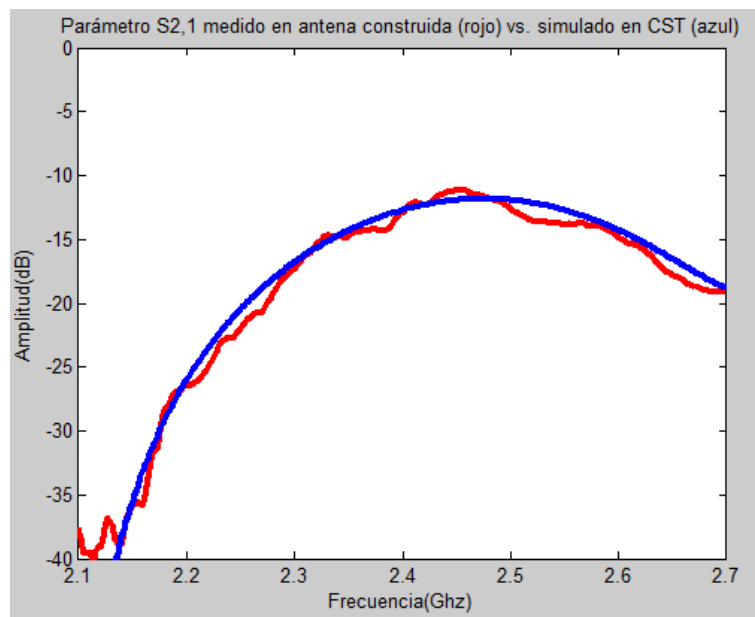
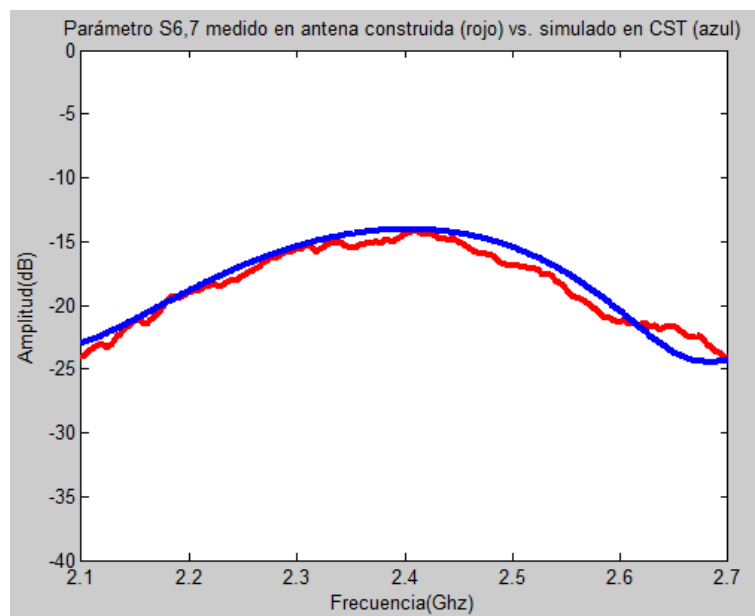
Figura 4.4: Comparación de parámetro S_{11} medido vs. simulado

Como podemos observar, la diferencia y la desviación en frecuencia de los datos reales en comparación con los simulados es mínima, por lo que los resultados que hemos obtenido en las diversas simulaciones han resultado estar muy ajustados a la realidad, lo que nos ha proporcionado unos resultados muy satisfactorios en la prueba final del array.

También hemos realizado gráficas comparativas con los parámetros cruzados más relevantes del array para analizar el acoplo mutuo. De nuevo, no es necesario comprobarlos todos debido a la simetría del array. En las figuras 4.8, 4.9 y 4.10 se muestran las comparativas de los parámetros S_{15} , S_{21} y S_{67} , respectivamente.

Figura 4.5: Comparación de parámetro S_{22} medido vs. simuladoFigura 4.6: Comparación de parámetro S_{55} medido vs. simulado

Figura 4.7: Comparación de parámetro S_{66} medido vs. simuladoFigura 4.8: Comparación de parámetro S_{15} medido vs. simulado

Figura 4.9: Comparación de parámetro S_{21} medido vs. simuladoFigura 4.10: Comparación de parámetro S_{67} medido vs. simulado

Capítulo 5

Corrección de frecuencia central de banda ISM

Inicialmente se ha diseñado el array situando la frecuencia central de la banda ISM en 2.4 GHz, con un ancho de banda relativo del 4 %, es decir, de 100 MHz. Se ha partido inicialmente de una frecuencia central ligeramente desviada, ya que las especificaciones técnicas de la banda ISM indican que la frecuencia central es de 2.45 GHz, pero el ancho de banda que indican las especificaciones técnicas si que son los 100 MHz que se han venido utilizando a lo largo de todo el diseño.

Al analizar las simulaciones y las comprobaciones de la antena construida en el apartado 4, se puede comprobar, que efectivamente, los resultados cumplen con las especificaciones de los 100 MHz de ancho de banda, pero que la frecuencia central sí que aparece unos 50 MHz desviada cayendo en la frecuencia central de 2.4 GHz.

Aunque la antena tal cuál se ha diseñado sigue siendo perfectamente válida para su aplicación, se propone a continuación una ligera mejora que se debe introducir en el diseño para centrar el resultado en la frecuencia de 2.45 GHz.

La solución elegida fue modificar muy ligeramente los tamaños de los parches con la ecuación 5.1, que consiste en reducir el tamaño de cada parche tanto como la relación entre las frecuencia elegida inicialmente (2.4 GHz) y la que deseamos obtener (2.45 GHz), lo que teóricamente debería desplazar la frecuencia central del diseño a 2.45 GHz.

$$L_{parche_{modificado}} = \frac{2.4}{2.45} L_{parche_{inicial}} \quad (5.1)$$

Tras reducir el tamaño del parche muy ligeramente, volvimos a comprobar los resultados obtenidos a través del programa CST, obteniendo los resultados esperados, y desplazando así la frecuencia central

hasta 2.45 GHz. En las figuras 5.1, 5.2 y 5.3 se muestran los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{55} , después de haber realizado la modificación del tamaño del parche.

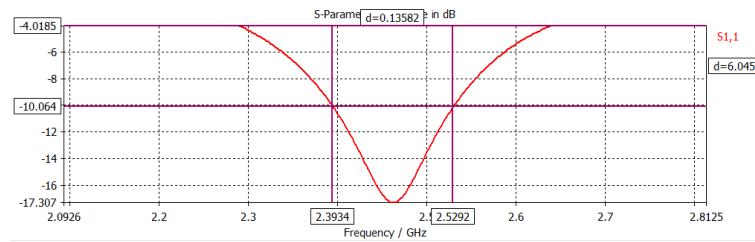


Figura 5.1: Parámetro S_{11} del array tras reducir el tamaño del parche

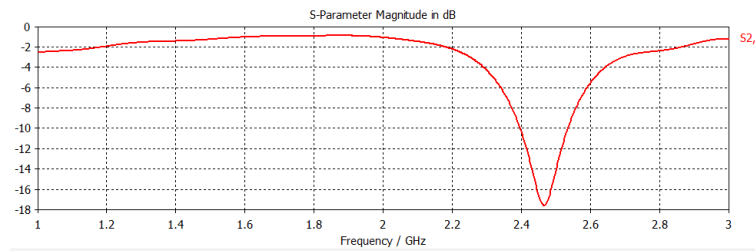


Figura 5.2: Parámetro S_{22} del array tras reducir el tamaño del parche

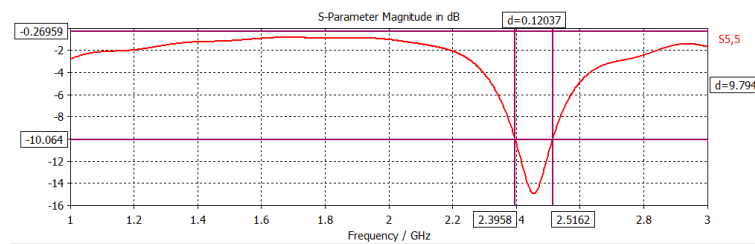


Figura 5.3: Parámetro S_{55} del array tras reducir el tamaño del parche

En estas tres gráficas se puede comprobar como hemos conseguido el objetivo buscado de desplazar la frecuencia central hasta los 2.45 GHz, a la vez que mantenemos el ancho de banda de 100 MHz, cumpliendo con los requisitos de la banda ISM.

Capítulo 6

Conclusiones y futuras lineas de trabajo

Como principales conclusiones sobre el trabajo realizado:

- Se ha realizado el análisis y diseño de un array lineal de cuatro antenas de parche con polarización lineal en la banda ISM de 2.4 GHz, optimizado para reducir la polarización cruzada en el plano del array de dos diagramas de radiación que se compongan simultáneamente: Suma y Diferencia, lo que tiene aplicación en un sistema orientado a la recepción monopulso en una aplicación de detección de ángulos de llegada. Para conseguir este resultado, se han comparado todos los casos posibles resultado de aplicar la técnica de rotación secuencial a los puertos de alimentación de las antenas.
- En el análisis mencionado se ha prestado atención especial a la adaptación de impedancias conseguida en la banda de trabajo. También se han tenido en cuenta los acoplos mutuos entre las antenas que forman el array. El tamaño de la antena se ha minimizado, empleando un plano de masa y unos sustratos completamente ceñidos a los parches del array.
- Se ha desarrollado un ciclo completo de diseño de una antena mediante el programa CST Microwave Studio, realizandose múltiples simulaciones en el dominio del tiempo (*Transient Solver*), con modelos cada vez más realistas y también una validación cruzada mediante análisis en el dominio de la frecuencia (*Frequency Domain Solver*).
- Se ha construido la antena diseñada y se ha medido en laboratorio, comprobando que se ajusta perfectamente a lo esperado, al menos en cuanto a la adaptación de las antenas individuales y a los acoplos mutuos entre elementos.
- Se consideran cumplidos los objetivos fijados al comienzo del proyecto. Además, éstos se han ampliado el diseño inicial incluyendo cuatro puertos más para utilizar la segunda polarización de las antenas de parche.

Como lineas futuras de trabajo, podemos destacar:

- Comprobar que la solución elegida para las dos polarizaciones es la óptima en cuanto a polarización cruzada.
- Medir los diagramas de radiación de la antena y su eficiencia.
- Diseñar la red de formación de haz que proporciona las salidas Suma y Diferencia para realizar la función monopulso.
- Servir de base para otros proyectos, como el que podemos encontrar en [4], un proyecto pedagógico de acceso libre disposicion, que consiste en la construcción de un radar, en el cual se utiliza una antena casera poco eficiente.

Capítulo 7

Presupuesto

- **Autor:** Pablo Garrido Pérez
- **Departamento:** Teoría de la señal y comunicaciones
- **Descripción del Trabajo Fin de Grado:** Diseño de un array monopulso para la banda ISM de 2.4 GHz
- **Duración:** 6 meses

7.1. Desglose del presupuesto

7.1.1. Coste del personal

Categoría	Salario mensual	Tiempo de dedicación	Coste
Tutor (Ingeniero Senior)	3.125 €	2 meses	6.250 €
Ingeniero Junior	1.450 €	6 meses	8.700 €
Oficina Técnica UC3M	660 €	2 semanas	330 €
Coste total	.	.	14.950 €

Tabla 7.1: Presupuesto del personal

7.2. Coste de equipos

Los cálculos realizados en la tabla 7.2 en cuanto al *coste de amortización* se hacen en base a la siguiente fórmula:

$$\frac{\text{Coste} \cdot \text{Dedicacion}}{\text{Depreciacion}} \quad (7.1)$$

Descripción	Coste	Dedicación	Depreciación	Coste de amortización
Ordenador Portátil	700 €	6 meses	60 meses	70 €
Licencia CST Microwave Studio	2.500 €	6 meses	60 meses	250 €
Analizador de redes Agilent	5.200 €	1 semana	60 meses	22 €
Coste total	.	.	.	342 €

Tabla 7.2: Coste de los equipos utilizados

7.3. Coste del material de la antena

Descripción	Coste
Material de la antena	115 €

Tabla 7.3: Coste del material de la antena

7.4. Coste final

Coste del personal	14.950 €
Coste de equipos y material de la antena	342 €
Coste de material de la antena	115 €
Coste final	15.407 €

Tabla 7.4: Coste final

Bibliografía

- [1] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2004 (Fourth edition).
- [2] Jaume Anguera y Antonio Pérez. *Teoría de Antenas*. Ingeniería i Arquitectura La Salle, 2008.
- [3] Víctor Javier Villar Etxeondo. *Diseño antena microstrip de ranura y antena de parche con geometría fractal*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Pública de Navarra, 2012.
- [4] *Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging* <http://ocw.mit.edu/resources/res-ll-003-build-a-small-radar-system-capable-of-sensing-range-doppler-and-synthetic-aperture-radar-imaging-january-iap-2011/> Recuperado el 15/09/2014
- [5] J.R. James, P.S. Hall, C. Wood. *Microstrip antenna : theory and design* London ; The Institution of Electrical Engineers, 1981.
- [6] Sergio Casas Olmedo. *Diseño de un array lineal de parches sobre guía rectangular para banda KU*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Autónoma de Madrid, 2013.
- [7] C. Balannis. *Antenna Theory - Analysis and Design*. John Wiley and Son, 1997.
- [8] Raúl Muñoz Martínez. *Síntesis de arrays compuestos de diferentes elementos radiantes mediante algoritmos genéticos*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid, 2011.
- [9] Alfonso Noriega Vizuite. *Diseño de parche bifrecuencia alimentado por ranura*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid, 2010.
- [10] <https://www.cst.com/Products/CSTMWS/TechnicalSpecification>. *Página oficial CST Microwave Studio*. Recuperado el 03/09/2014
- [11] <http://www.mathworks.es/products/matlab/> Recuperado el 10/09/2014
- [12] Skolnik, M.I. *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill, 2003 (Third edition).